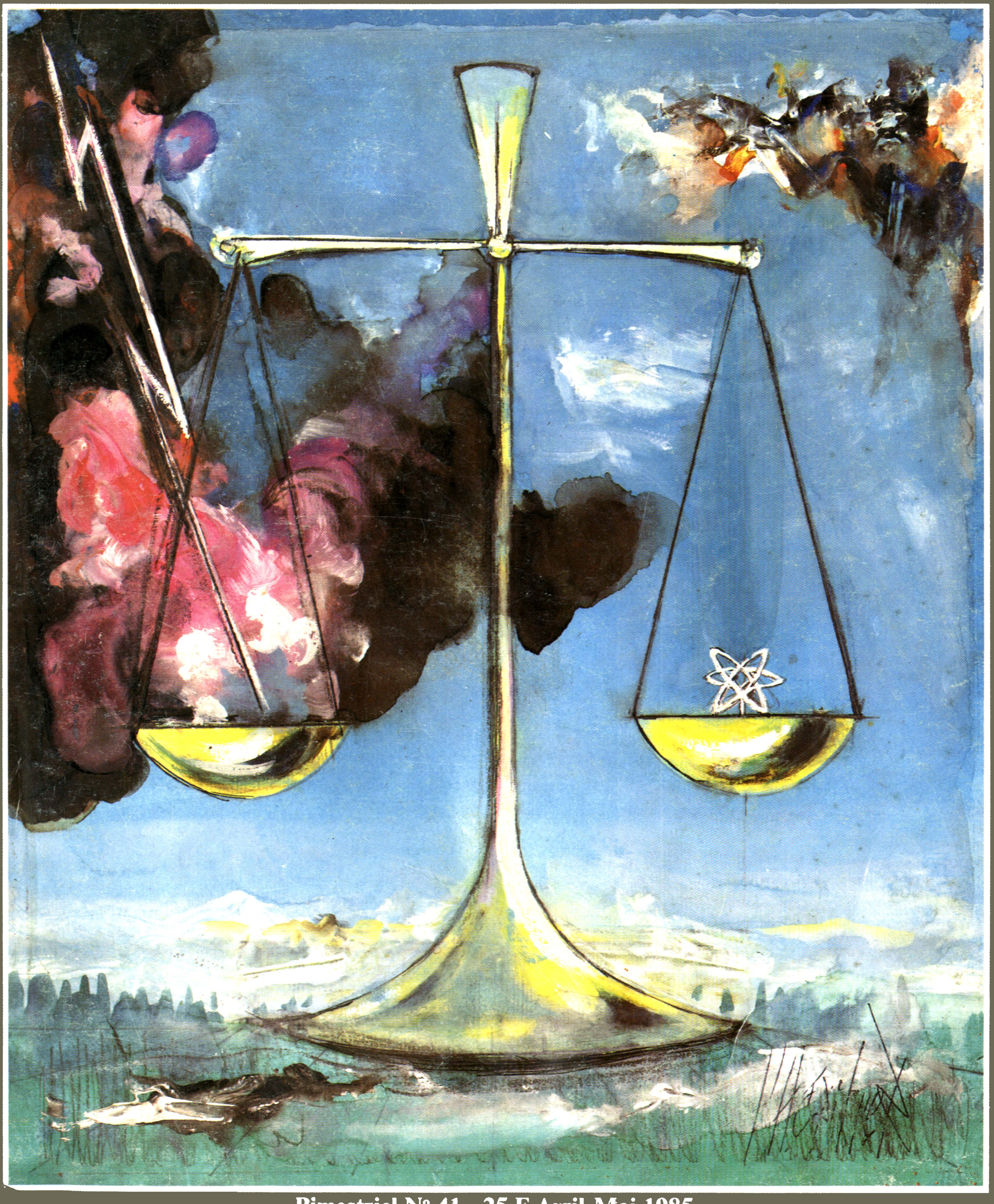
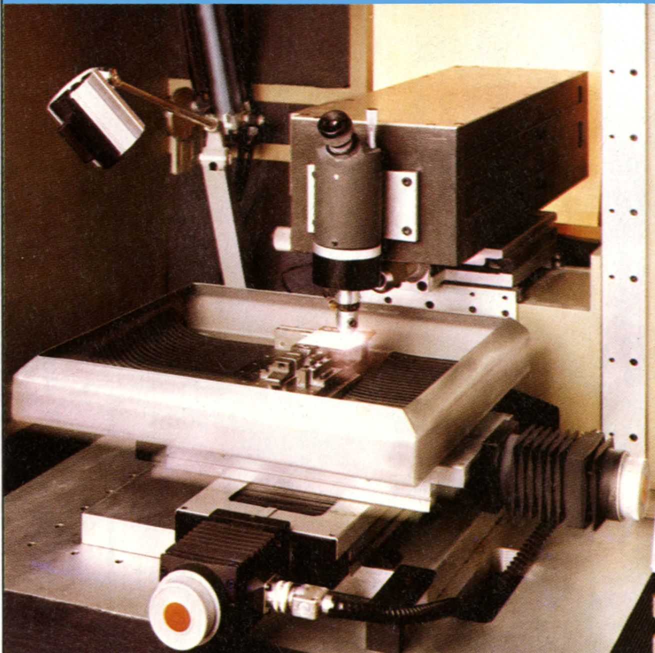
ISSN 0243 489 X

ELECTRONIQUE APPLICATIONS



Bimestriel N° 41 - 25 F Avril-Mai 1985
SUISSE : 8 FS - TUNISIE : 2 645 MIL - CANADA : CAN $ 3,5 - ESPAGNE : 500 PESETAS - BELGIQUE : 185 F.B.





APRÈS UNE RÉUSSITE DANS LES MICROTECHNIQUES ET 10 ANS D'UTILISATION DU LASER, CHEVAL A DÉVELOPPÉ UNE GAMME DE LASERS YAG EN MAÎTRISANT LES APPLICATIONS A LA MICRO-ÉLECTRONIQUE.

soudure des métaux les plus divers :
fer, nickel, chrome, titane, argent, or, platine, cuivre et leurs alliages...

prédécoupe, découpe, perçage :
des matériaux métalliques ou isolants d'une épaisseur de :
2 mm maxi pour les céramiques et aciers,
8 mm maxi pour certains composites.

gravure, marquage compétitifs sur des supports tels que :
carbure de tungstène, inox, kovar, aluminium, carton, caoutchouc, PVC...

ajustage
statique ou dynamique de composants électroniques.

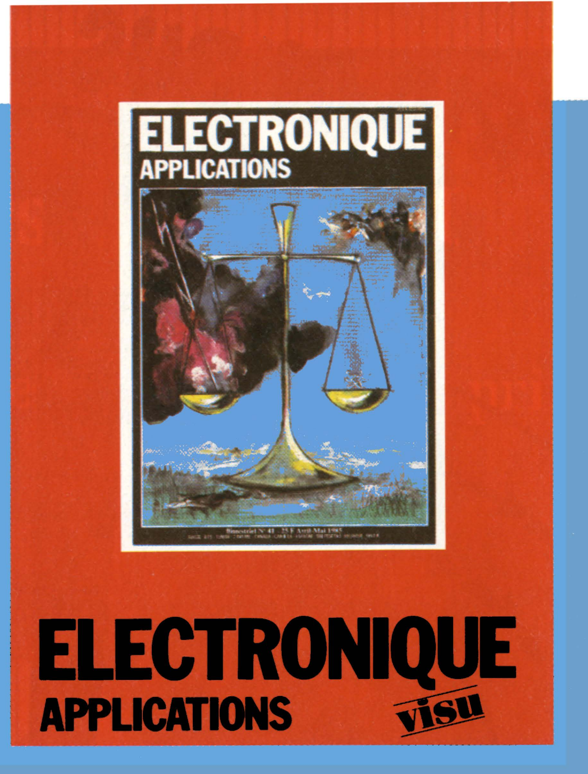
UN DÉPARTEMENT DE SOUS-TRAITANCE
prend en charge ces opérations quand l'acquisition immédiate d'un équipement laser ne peut être envisagée.



CONSTRUCTEUR FRANÇAIS

Rue des Bosquets F. 25480 ÉCOLE-BESANÇON.
Tél. (81) 53.75.33 - Télex 361162 F.

SERVICE-LECTEURS N° 136



ELECTRONIQUE APPLICATIONS
est une publication bimestrielle
de la Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05 - Télex : PGV 230472 F

Dépôt légal : Mars 1985 N° éditeur : 1275

Président-Directeur Général,
Directeur de la Publication : **Jean-Pierre Ventillard**

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**

Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**

Maquette : **Michel Raby**

Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à **51 000 exemplaires**

Abonnements :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.
1 an (6 numéros) : **110 F** (France) - **160 F** (Etranger).

Publicité :
Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :
Michel Sabbagh

Chef de publicité : **Francine Fohrer**



Distribué par SAEM Transports Presse Imprimeries Edicis-Evry ; S.N.I.L.-Aulnay

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

SOMMAIRE

BIMESTRIEL / AVRIL-MAI 85

visu



Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard – Imprimeries Edicis, Evry ; S.N.I.L., Aulnay – Commission Paritaire N° 59-178

BIBLIOGRAPHIE

Guide Marabout de la télématique

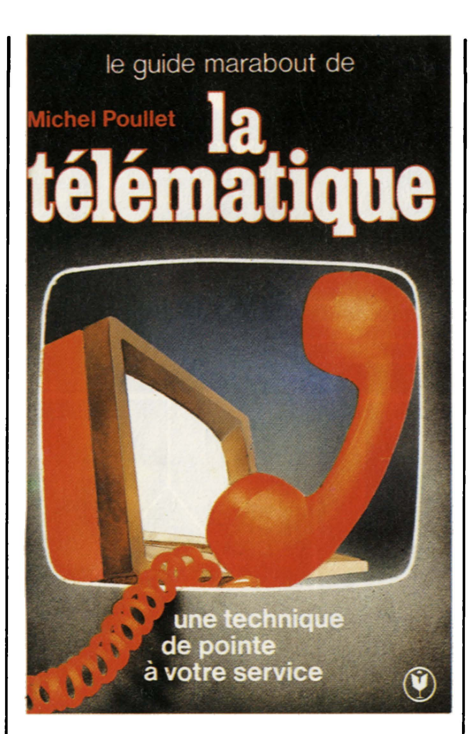
par M. Poullet

Ce guide répond aux questions que chacun se pose au sujet des services télématiques et de leur installation.

Après un chapitre technique concernant les informations et leurs réseaux de transmission, on aborde l'étude du vidéotex, ensemble des services télématiques permettant la consultation d'informations sur écran, une large place étant réservée au service Télétel et son terminal Minitel.

Un chapitre est consacré à la télématique professionnelle (bureautique) et donne des conseils d'équipement aux futurs utilisateurs.

Un volume de 224 pages, format 11,5 × 18



Vidéotex : possibilités et applications

par J.-L. Van Impe
et B. Schweiger
Collection Micro-Eo dirigée
par Brendan Flanagan

Les réseaux téléphoniques ne transportent plus seulement la parole humaine, mais du texte et du graphisme : c'est le Vidéotex.

De nombreux types de matériels sont compatibles avec les réseaux. Les logiciels, de plus en plus performants, offrent des applications bien spécifiques. L'utilisateur se pose donc de nombreuses questions :

– comment connecter un micro-ordinateur sur le réseau télématique ?

– quelles sont les applications du Vidéotex pouvant apporter un « plus » à l'entreprise ?

Cet ouvrage de lecture attrayante décrit, pour le lecteur non-informaticien, les conditions de réalisation d'applications Vidéotex. Il expose les notions fondamentales l'amenant à : se familiariser avec les principes du Vidéotex ; définir les besoins de son entreprise en matière de communication ; mettre en place les applications choisies en tenant compte du cadre législatif.

Les Editions d'Organisation
5, rue Rousselet
75007 Paris

Jean Luc Van Impe
Bruno Schweiger
VIDEOTEX
possibilités
et applications
les éditions d'organisation
COLLECTION MICRO EO

Ultrasons pour applications médicales

L'utilisation des ultrasons a connu un développement spectaculaire au cours de ces dernières années. Cette évolution est particulièrement frappante en médecine prénatale, que l'on ne peut plus concevoir sans l'appui des images échographiques. La précision des informations déjà obtenues dans beaucoup de disciplines médicales, l'innocuité des ultrasons, le coût peu élevé des appareillages, la facilité des examens en font un outil de choix pour l'observation du corps humain. Les progrès rapides et continus des performances des systèmes échographiques assurent à cette technique un développement très important. Appareillage manuel, appareillage en temps réel et à balayage mécanique, réseaux de transducteurs sont apparus successivement sur le marché, et demain peut-être de nouveaux systèmes donnant des informations complémentaires sur les pathologies tissulaires verront le jour. Les travaux de recherches portent à la fois sur les transducteurs et sur le traitement du signal échographique.

Acta Electronica (revue d'électronique et de physique appliquée éditée par le LEP) présente en trois numéros (210 pages) un vaste panorama de ces recherches (volume 25, n° 4, et 26, n° 1 et 2).

Acta Electronica
BP 15
94450 Limeil-Brevannes

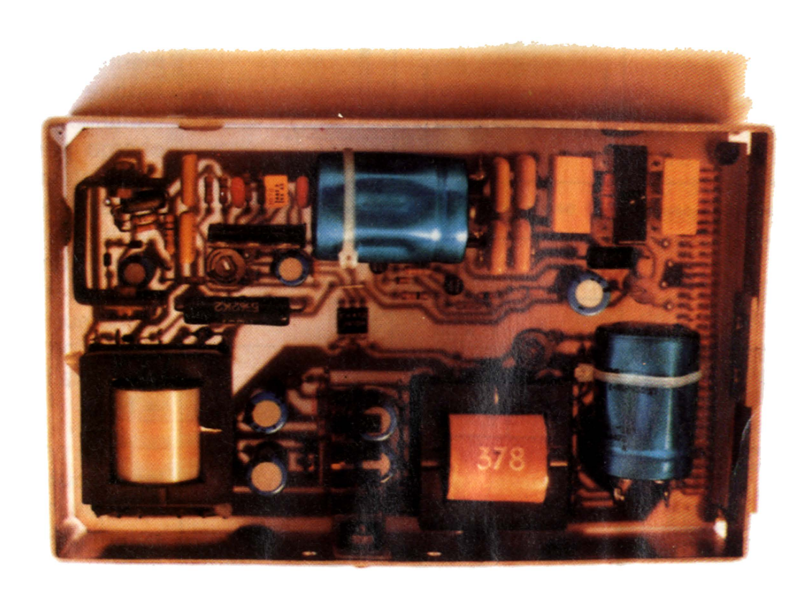


Alimentation à découpage de 30 W pour micro-ordinateurs

Les alimentations à découpage sont maintenant bien connues grâce à leurs avantages tels que faible poids, faible volume, et surtout une nette amélioration du rendement qui peut atteindre 70 à 90 % selon la valeur de la tension de sortie et la puissance ; elles remplacent progressivement les alimentations classiques.

Cet article a pour but de décrire la conception d'une alimentation à découpage à transfert direct d'énergie « Forward » de 30 W délivrant trois tensions de sortie (5 V, 5 A ; + 12 V, 0,3 A ; – 12 V, 0,3 A) et destinée aux micro-ordinateurs.

Cette alimentation est conçue avec le nouveau circuit intégré TEA 1039. Le choix et l'utilisation des noyaux restent toujours la partie délicate de l'étude. Aussi, nous donnerons des méthodes pratiques pour le calcul et le bobinage du transformateur et de l'inductance de filtrage.



Une vue de la maquette de l'alimentation 30 W.

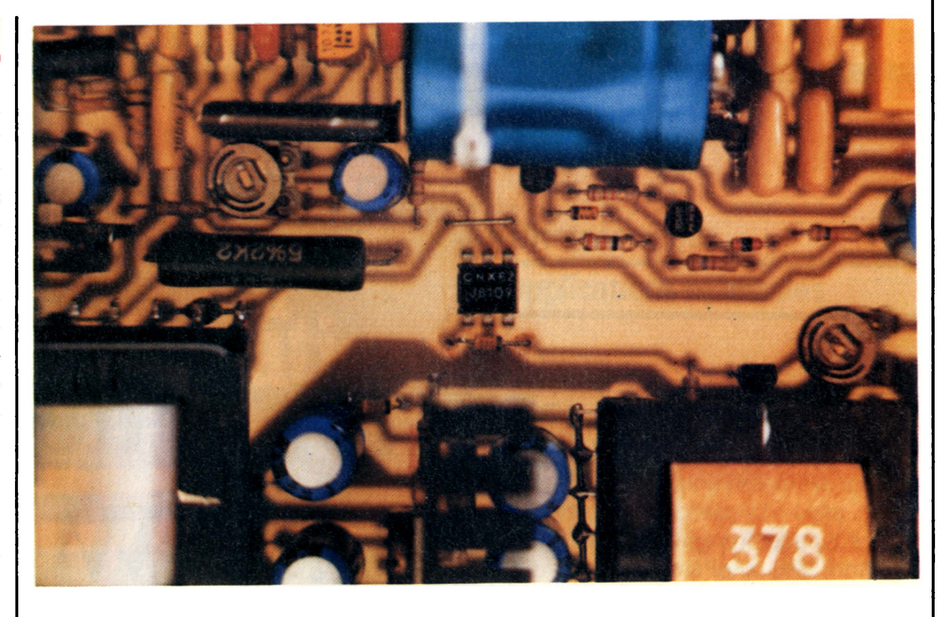
Principe

Nous donnons tout d'abord le rappel du principe de fonctionnement d'une alimentation à découpage direct secteur. La **figure 1** donne le bloc diagramme d'une alimentation à découpage.

Dans ce système, la tension du réseau est redressée puis filtrée ; la tension continue résultante est appliquée à un convertisseur continu qui travaille généralement dans une gamme de fréquence de 50 à 100 kHz. La tension continue découpée est appliquée au primaire d'un transformateur ; la tension secondaire est redressée puis filtrée pour fournir la tension de sortie désirée. Cette dernière doit être régulée en fonction des fluctuations du secteur et des variations de la charge. Pour cela, nous prélevons une partie de la tension de sortie pour l'appliquer au circuit de mesure qui ajuste le rapport cyclique du transistor de commutation de manière à réguler la tension de sortie.

Le convertisseur peut être conçu selon deux principes : symétrique ou asymétrique. Dans la famille des convertisseurs asymétriques, il existe deux circuits principaux :

– le convertisseur asymétrique à récupération d'énergie dénommé « flyback » ;



L'alimentation utilise les nouveaux photocoupleurs haut isolement CNX 62.

– le convertisseur asymétrique à transfert direct d'énergie connue sous l'appellation « forward ». Ce dernier est le plus souvent utilisé et convient pour un grand nombre d'applications.

Nous rappelons son principe de fonctionnement. Le schéma simplifié de l'étage de puissance est représenté par la **figure 2**.

Le circuit de commande fournit à la base du transistor T_{R1} des impulsions

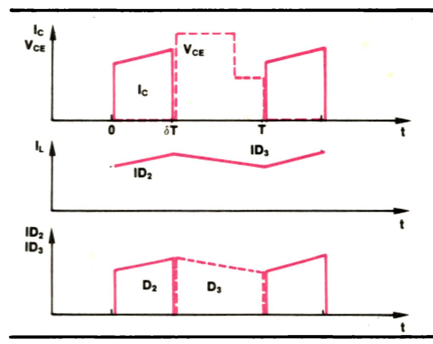


Fig. 3.

de fréquence fixe mais à rapport cyclique variable. Pendant la conduction du transistor T_{R1}, l'énergie est transférée dans l'inductance de filtrage et à la charge par les enroulements N_P et N_S du transformateur principal et par la diode D_2 qui est conductrice. Au blocage de T_{R1}, la polarité des tensions aux bornes des enroulements N_p, N_S s'inverse, la diode D_2 se bloque et l'inductance de filtrage continue à fournir de l'énergie à la charge par la diode D_3 qui devient conductrice. Au primaire l'inversion du sens de la tension aux bornes de N_R fait conduire la diode D_1 qui restitue au condensateur C_1 l'énergie magnétique emmagasinée dans le transformateur permettant ainsi de limiter la tension collecteur du transistor à deux fois la tension d'entrée (avec $N_p = N_R$).

Dans ces conditions d'égalité entre les enroulements N_p et N_R, le rapport cyclique maximal des impulsions de commande doit être de 0,5. Sans cette précaution importante, la densité du flux atteindrait rapidement son

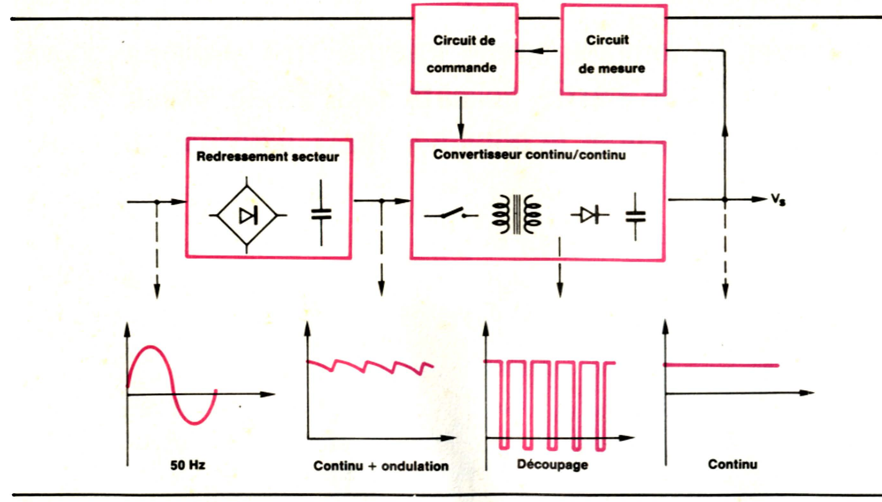


Fig. 1.

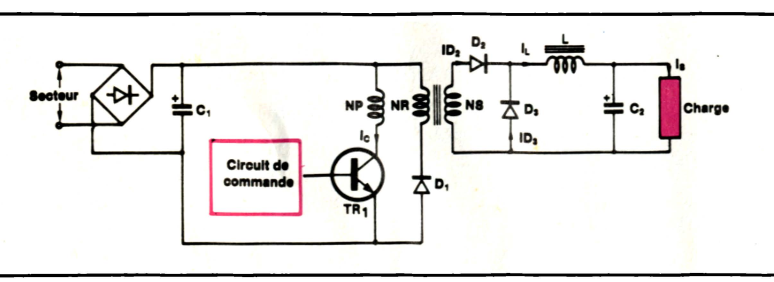


Fig. 2.

Fig. 4.

niveau de saturation. Ceci aurait pour effet de détruire le transistor par surtension.

La **figure 3** montre les oscillogrammes en différents points du circuit.

Description de l'alimentation 30 W

Le schéma d'ensemble de cette alimentation de 30 W fournissant trois tensions de sorties nécessaires pour les systèmes micro-informatiques (5 V ± 12 V) est représenté par la **figure 4.**

Transformateur principal

Pour décrire cette réalisation, commençons par le point le plus délicat, l'étude du transformateur principal T_1.

Il existe une gamme importante de noyaux E fabriqués avec le matériau 3C8 qui répond bien aux exigences des alimentations à découpage. Son induction principale est de 0,32 T à 100 °C, son point de Curie se situe à 200 °C et peut supporter une température maximale de 100 °C au noyau central. Une caractéristique intéressante à noter : ses pertes diminuent en fonction de la température.

Pour le choix de la fréquence de découpage, la tendance actuelle est d'augmenter sa valeur pour diminuer le poids et les dimensions du noyau. En tenant compte des caractéristiques des composants actifs et passifs, le choix optimal de la fréquence de commutation se situe dans une gamme de 50 à 100 kHz. Pour cette réalisation, nous avons choisi la fréquence de découpage de 50 kHz.

D'après les courbes de sélection des noyaux représentées par la **figure 5,** nous choisissons le noyau EC 35 qui est le mieux adapté à la puissance demandée de 30 W et à la fréquence de 50 kHz.

Les caractéristiques principales des deux noyaux EC 35/17/10 sans entrefer sont :

– Section effective : Ae = 84,3 mm²
– Section minimale du noyau central : Acp min = 68,5 mm²
– Longueur effective : le = 77,4 mm
– Volume effectif : Ve = 6 530 mm³
– Perméabilité d'amplitude : $\mu a > 1\,000$
– Induction maximale admissible dans Acp min à 100 °C : $B \leqslant 320$ mT

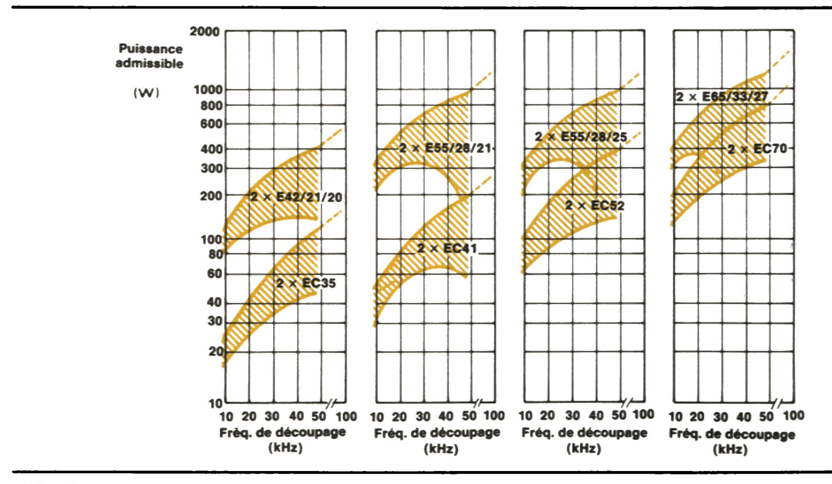


Fig. 5.

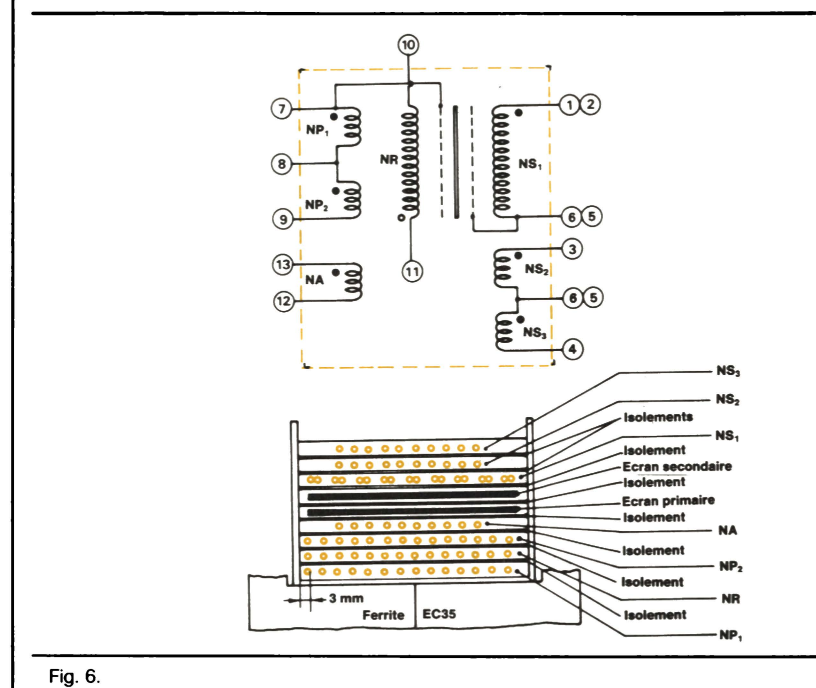


Fig. 6.

Calcul des différents enroulements

1° Enroulement primaire

Pour un convertisseur asymétrique à transfert direct d'énergie, le nombre de spires de l'enroulement primaire est donné par la formule suivante :

$$N_p = \frac{V_{E\,max.} \cdot \delta_{max.} \cdot T}{B_{max.} \cdot A_{cp\,min.}}$$

avec

$V_{E\,max.}$ = valeur maximale de la tension obtenue après le pont de redressement
$\delta_{max.}$ = rapport cyclique maximal qui est fixé à 0,45
T = période des impulsions
B_{max} = valeur de l'induction maximale en teslas
$A_{cp\,min.}$ = section minimale du noyau central en m^2

Pour une alimentation à découpage multi-tensions, il est préférable de ne pas prendre de valeur maximale de l'induction (0,32 T). En effet, lorsque les deux enroulements N_{S2} et N_{S3} (+ 12 V et − 12 V) vont débiter du courant, la pente du courant magnétisant va augmenter ; une saturation du transformateur risque alors de se produire. Pour cela l'induction sera limitée à 0,28 T.

Les tensions continues relevées aux bornes du condensateur de filtrage d'entrée sont les suivantes :

– pour $V_{Emax.}$ (240 V) V_{C11} = 330 V
– pour $V_{Emin.}$ (190 V) V_{C11} = 245 V

La fréquence de commutation est de 50 kHz, ce qui donne une période de $20 \cdot 10^{-6}$ s.

Le nombre de spires de l'enroulement primaire sera :

$$Np = \frac{330 \times 0{,}45 \times 20 \cdot 10^{-6}}{0{,}28 \times 66{,}5\,10^{-6}} = 159{,}5$$

donc N_p = 160 spires

2° Enroulement de récupération

Nous avons précisé que $N_p = N_R$

donc N_R = 160 spires

3° Enroulements secondaires

Pour calculer l'enroulement secondaire N_{s1}, il est nécessaire de déterminer le rapport de transformation qui est donné par la formule :

$$\eta = \frac{N_p}{N_{S1}} = \frac{V_{E\,min.} \cdot \delta_{max.\,eff.}}{V_{S1} + V_{pertes}}$$

$V_{E\,min.}$ est la valeur minimale de la tension obtenue après le pont de redressement.

$\delta_{max.\,eff.}$ est le rapport cyclique effectif au secondaire du transformateur qui est estimé à 0,42.

V_{S1} est la tension de sortie de 5 V.

V_{pertes} comprend la tension directe de la diode de redressement, les pertes dans l'inductance de filtrage et les connexions.

$$\eta = \frac{245 \times 0{,}42}{5 + 2} = 14{,}7$$

d'où

$$N_{S1} = \frac{N_p}{\eta} = \frac{160}{14{,}7} = 10{,}8$$

L'enroulement secondaire N_{s1} sera constitué de 10 spires. Pour les deux enroulements N_{S2} et N_{S3} la tension doit être de 15 V avant la régulation série.

Le rapport de transformation sera :

$$\eta = \frac{N_p}{N_{S2}} = \frac{V_{E\,min.}}{V_{S2}}$$

$$\eta = \frac{245}{15} = 16{,}33$$

$N_{S2} = N_{S3}$ = 10 spires

Réalisation du transformateur

Le nombre de spires des différents enroulements étant calculé, comment devons-nous réaliser le transformateur ?

Pour la réalisation d'un transformateur d'alimentation à découpage, nous devons tenir compte de quatre critères fondamentaux :

– le couplage entre l'enroulement primaire et l'enroulement de récupération,

– le choix des conducteurs,

– l'isolement,

– le rayonnement.

Pour permettre à l'enroulement de récupération de limiter la tension collecteur du transistor et d'assurer la démagnétisation du transformateur à chaque cycle, nous devons obtenir un couplage serré entre l'enroulement primaire et l'enroulement de récupération. Les différents essais de bobinage ont abouti à la solution optimale qui consiste à diviser le nombre de spires de l'enroulement primaire par deux et d'imbriquer l'enroulement de récupération entre les deux demi-enroulements N_{p1} et N_{p2}.

Pour choisir le diamètre des conducteurs, il faut tenir compte de l'effet de peau qui intervient aux fréquences élevées.

Ainsi, pour un conducteur en cuivre, la profondeur de pénétration du courant à la température de 70 °C est donnée par :

$$D = \frac{74}{\sqrt{F}}$$

Pour une fréquence de 50 kHz nous avons Δ : 0,331 mm. Il est donc fondamental de tenir compte de ce facteur pour choisir les conducteurs. Nous devons d'abord calculer la valeur efficace du courant de l'enroulement primaire et de l'enroulement secondaire.

1° Primaire

En négligeant le courant magnétisant, le courant primaire est :

$$I_p = \frac{N_S}{N_p} \cdot I_s = \frac{10}{160} \cdot 5 = 0,31 \text{ A}$$

Lorsque l'alimentation est en limitation de courant, le courant de sortie peut augmenter de 25 % mais le rapport cyclique est alors de 0,25.

I_p (en limitation)
$= 1,25 \cdot 0,31 = 0,387$ A

Les courants efficaces équivalents sont les suivants :

$$I_{p\,eff.} = I_p \sqrt{\delta_{max.}} = 0,31 \sqrt{0,45} = 0,207 \text{ A}$$

$$I_{p\,eff.\,(lim.)} = I_{p\,(lim.)} \sqrt{\delta_{min.}} = 0,387 \sqrt{0,25} = 0,193 \text{ A}$$

Le courant efficace maximal qui traverse le primaire sera donc 0,207 A.

Pour la réalisation des transformateurs des alimentations à découpage,

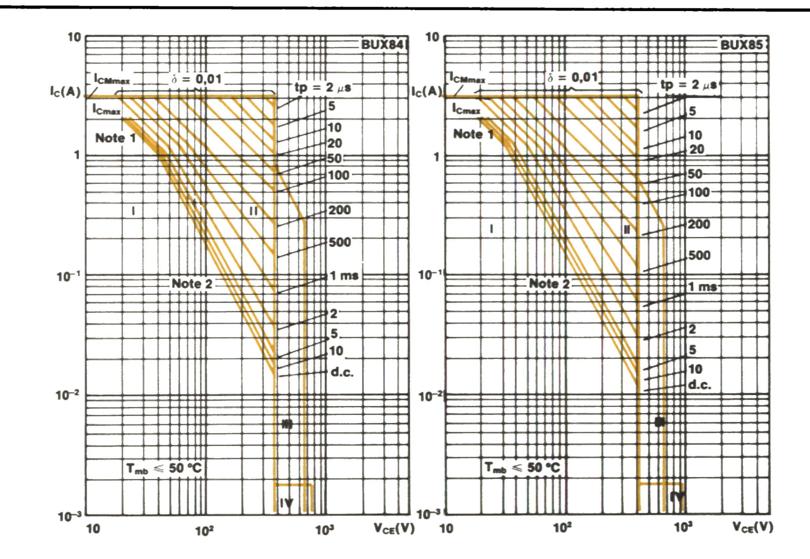


Fig. 7.

nous pouvons prendre une densité de courant élevée, soit 5 A/mm². La section de l'enroulement primaire est calculée par :

$$S_p = \frac{I_{p\,eff.}}{5} = \frac{0,207}{5} = 0,041 \text{ mm}^2$$

Lorsque la section calculée correspond à un diamètre inférieur à 1 mm, nous utilisons le conducteur correspondant à ce diamètre. Au-dessus d'une valeur de 1 mm nous préconisons d'utiliser le bobinage bifilaire. Pour les alimentations délivrant un courant de sortie supérieur à 10 A, nous conseillons d'utiliser de la bande de cuivre.

En appliquant cette méthode, un fil de 25/100ᵉ convient à l'intensité de l'enroulement primaire du transformateur principal.

Afin d'avoir un bon couplage entre les enroulements primaire et de récupération, le primaire sera divisé en deux semi-enroulements à l'intérieur desquels N_R sera imbriqué.

L'enroulement N_R doit recouvrir exactement l'enroulement N_p.

L'enroulement de récupération sera donc constitué de 160 spires d'un diamètre de 7/100ᵉ avec une seule couche.

2° Calcul de la self primaire et du courant magnétisant

La self primaire est calculée d'après la formule :

$$L_p = \frac{N_p^2 \cdot \mu_a \cdot \mu_o \cdot A_e}{\ell_e}$$

$$= \frac{160^2 \cdot 1000 \cdot 4\pi 10^{-7} \cdot 0,843 \times 10^{-4}}{77,4 \cdot 10^{-3}}$$

$L_p = 35$ mH

Le courant magnétisant est donc :

$$I_{magn.} = \frac{\delta_{max.} \cdot V_{E\,min.}}{L_p \cdot F}$$

$$= \frac{0,45 \cdot 245}{35 \times 10^{-3} \cdot 50 \cdot 10^3} = 0,063 \text{A}$$

Pendant les transitoires le courant peut atteindre :

$$I_{magn.\,max.} = \frac{\delta_{max.} \cdot V_{E\,max.}}{L_p \cdot F}$$

$$I_{m\,max.} = \frac{0,45 \cdot 330}{35 \times 10^3 \cdot 50 \cdot 10^3} = 0,084 \text{A}$$

Le courant crête du transistor sera donc :

$I_C = I_p + I_{m\,max.}$

$I_C = 0,31$ A $+ 0,084$ A $= 0,394$ A

3° Secondaire

Le courant efficace au secondaire du transformateur est :

$$I_{S\,eff.} = I_S \sqrt{\delta_{max}}$$

$$I_{S\,eff.} = 5 \sqrt{0,45} = 3,35 \text{ A}$$

En admettant une densité de courant de 5 A/mm², la section du secondaire sera :

$$S = \frac{3,35}{5} = 0,67 \text{ mm}^2$$

Le diamètre correspondant étant supérieur à 1 mm, le secondaire sera constitué de 10 spires de 65/100 de diamètre en bifilaire, c'est-à-dire deux conducteurs en parallèle.

Le moyen de réduire le rayonnement du transformateur est d'ajouter un écran primaire réuni au plus de la tension continue et un écran secon-

daire qui sera réuni à la borne négative de la tension de sortie de 5 V. La **figure 6** donne la désignation du transformateur principal et montre l'ordre de bobinage des différents enroulements.

Etage de puissance

L'étage de puissance de cette alimentation est composé de deux transistors haute tension BUX 86 et BUX 84 montés en configuration Darlington.

L'étage de puissance ayant un gain élevé peut être commandé directement par le circuit intégré TEA 1039. Au blocage, un courant inverse de base de pente d I_B/dt calibré par l'inductance L_2 contribue à éliminer les charges stockées dans TR_3.

Ce courant inverse est appliqué à la base de TR_4 par la diode D_9. De plus, les diodes D_{10}, D_{11}, D_{12} provoquent un seuil sur l'émetteur de TR_4, ce qui augmente la tension inverse de base et permet d'améliorer le blocage du transistor.

1° Réseau d'aide à la commutation

Dans les alimentations à découpage, la majeure partie de l'énergie dissipée par l'élément commutant se situe au moment du passage de l'état saturé à l'état bloqué. Un réseau d'aide à la commutation constitué par R_{18}, D_{14} et C_{17} permet de ne pas dépasser la SOAR (**fig. 7**) du transistor et de diminuer les pertes pendant la durée transitoire du blocage.

Ceci impose que le courant collecteur de TR_4, s'annule avant que sa tension collecteur-émetteur ait atteint la valeur V_{CEO} publiée, soit 400 V.

Le condensateur C_{17} se charge au blocage du transistor TR_4, ce qui permet de retarder la montée de la tension V_{CE} et par conséquent de réduire la puissance dissipée pendant le transitoire de blocage. Au moment de la conduction de TR_4, le condensateur C_{17} se décharge donc dans R_{18}.

Cette dernière doit être déterminée de façon que le condensateur soit complètement déchargé lorsque le transistor va se rebloquer.

2° Calcul des éléments du réseau

Les caractéristiques du transistor BUX 84 sont les suivantes :

$V_{CE\,SM} = 800$ V

$T_F = 0{,}4\ \mu s$

La valeur du condensateur doit être :

$$C \geqslant \frac{I_{Cmax.} \cdot T_F}{V_{CE\,SM}}$$

$$C \geqslant \frac{0{,}394 \cdot 0{,}4 \cdot 10^{-6}}{800}$$

$C \geqslant 197$ pF

Pour prendre une marge de sécurité nous prendrons :

C = 470 pF

La résistance doit avoir pour valeur :

$$R < \frac{1}{20\,C_F}$$

$$R < \frac{1}{20 \cdot 470 \cdot 10^{-12} \cdot 50 \cdot 10^3}$$

$R < 2{,}1\ k\Omega$

Nous choisirons comme valeur $R_{18} = 2\ k\Omega$.

Cette résistance doit dissiper l'énergie emmagasinée dans C_{17} soit :

$$P = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V_{CE}^2 \cdot F$$

$$P = \frac{1}{2} \cdot 470 \cdot 10^{-12} \cdot (660)^2 \cdot 50 \cdot 10^3$$

P = 5,1 W

Circuit de commande de l'étage de puissance

Le circuit de commande est constitué du nouveau circuit intégré TEA 1039 qui est un circuit monolithique destiné à la commande des alimentations à découpage par variation du rapport cyclique ou de la fréquence.

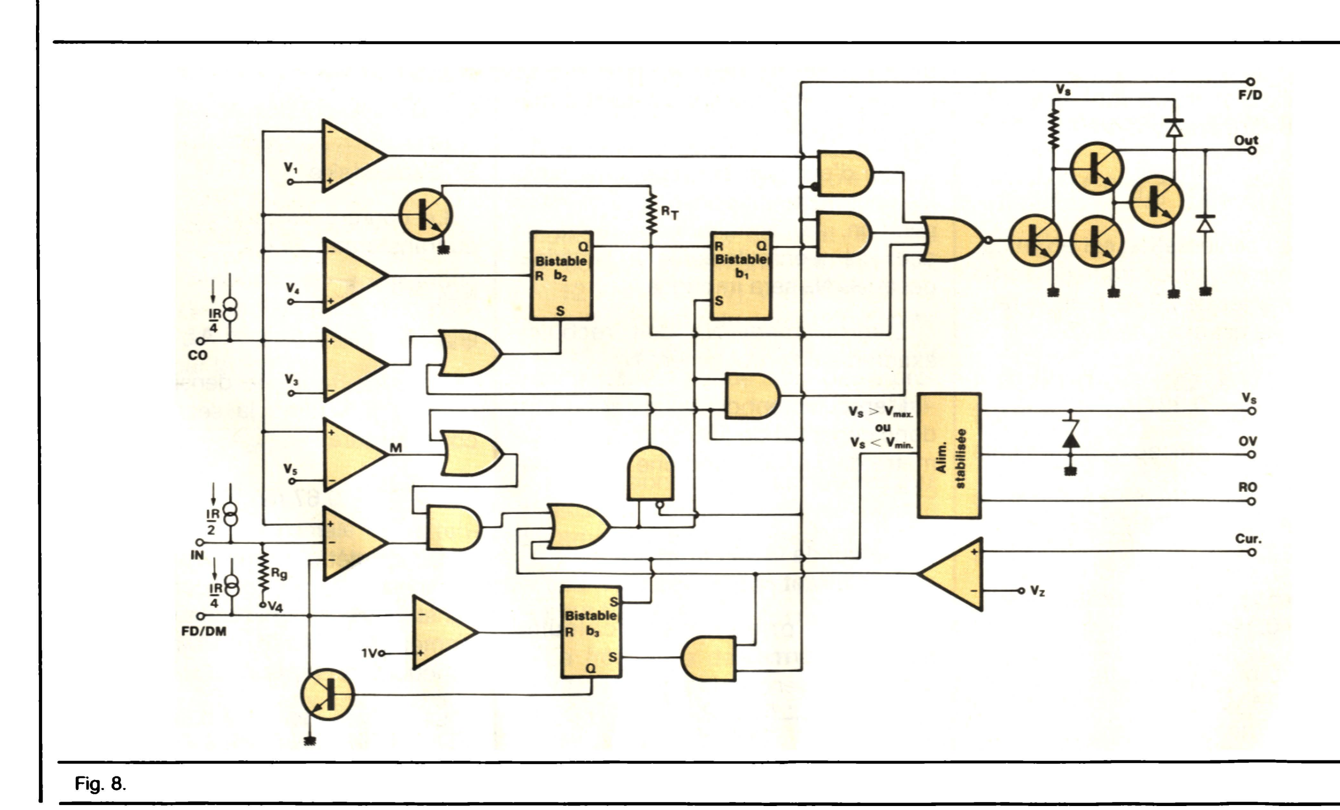


Fig. 8.

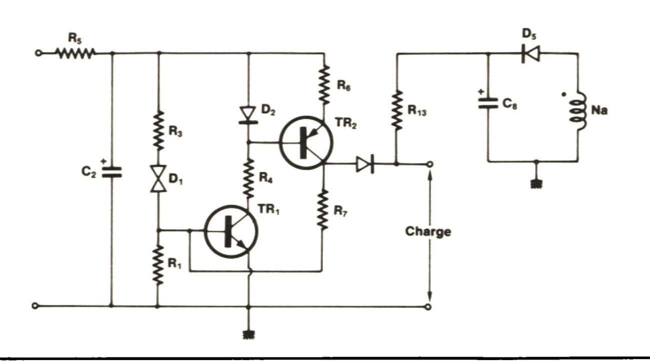


Fig. 9.

Il permet un fonctionnement avec un minimum de composants extérieurs grâce à la possibilité de commande directe de l'étage de puissance.

Il est présenté en boîtier SIL-9 assurant à la fois un faible encombrement et une résistance thermique faible.

Le schéma synoptique du TEA 1039 est représenté **figure 8.**

Ce nouveau circuit intégré a les particularités suivantes :

– Sélection du mode de fonctionnement (fréquence/rapport cyclique variable).

– Limitation du rapport cyclique maximal ou fréquence minimale et démarrage progressif.

– Limitation du courant maximal.

– Protection contre les surtensions et sous-tensions d'alimentation ; le démarrage est alors progressif.

La fréquence d'oscillation de l'alimentation est fixée par la résistance R_{10} qui a une valeur de 6,8 kΩ et le condensateur C_{12} ayant une valeur de 1 nF.

Le rapport cyclique maximal est déterminé par la résistance R_{12} qui a une valeur de 10 kΩ.

Circuit de protection de l'étage de puissance

Lorsque le transistor TR_4 se sature, il apparaît aux bornes de la résistance R_{17} une tension qui est pratiquement l'image du courant collecteur. Cette tension est appliquée par l'intermédiaire d'un potentiomètre R_{115} à l'entrée 1 du TEA 1039. Lorsqu'une surcharge se produit à la sortie de l'alimentation, le courant collecteur de TR_4 va augmenter, ce qui aura pour effet de limiter le rapport cyclique et donc de faire descendre la tension de sortie de l'alimentation.

Alimentation du circuit de commande

La tension secteur d'entrée (220 V) est redressée par un pont de diodes (D_3, D_4, D_5, D_6) puis filtrée par le condensateur C_{11}.

La résistance R_2 limite le courant maximal dans le pont de diodes lorsque le condensateur C_{11} se charge à la mise sous tension de l'alimentation.

Pour réduire les parasites rejectés sur le secteur, un filtre est connecté à l'entrée de l'alimentation à découpage. Celui-ci est constitué de l'inductance L_1 ayant pour référence AT4043/91, des condensateurs C_1 et C_3 de classe X et des condensateurs C_4 et C_5 de classe Y.

Le circuit utilisé pour le démarrage est représenté par la **figure 9.**

A la mise sous tension du système, le condensateur C_2 se charge à travers la résistance R_5 avec un faible courant.

La tension aux bornes de ce condensateur croît jusqu'à une valeur de 32 V environ, point à partir duquel le diac D_1 va conduire et ainsi saturer le transistor TR_1. La saturation de TR_1 polarise le transistor TR_2, monté en générateur de courant constant. Ceci aura pour effet d'alimenter la charge jusqu'à la décharge du condensateur C_2. Le TEA 1039 étant alimenté délivre des impulsions de commande au transistor de puissance et cela pendant une durée suffisante pour créer une tension sur l'enroulement d'auto-alimentation N_A du transformateur principal. Après redressement et filtrage, la tension continue aux bornes du condensateur C_{14} servira à alimenter le TEA 1039.

La résistance R_7 dérive une partie du courant pour remonter la tension aux bornes de R_1 et ainsi créer un automaintien.

Circulation de régulation de la tension de sortie de 5 V

Dans ce montage, le circuit de commande (TEA 1039) est relié électriquement à l'entrée secteur, il est donc impossible de prendre l'information tension directement à la sortie qui doit être isolée.

C'est dans ce but que le retour de l'information de sortie est réalisée par un photocoupleur. Le choix s'est porté sur le CNX62 car il est conforme à la norme V.D.E.

Pour transmettre au TEA 1039 une tension d'erreur, il est nécessaire d'utiliser un comparateur et une tension de référence. Ces fonctions peuvent être réalisées avec un circuit intégré, régulateur de tension de la série μA 78L02 monté en comparateur (voir **fig. 10**).

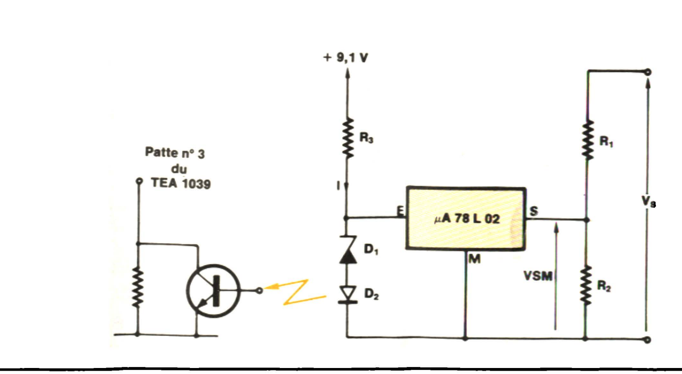


Fig. 10.

Celui-ci peut commander directement la diode électroluminescente d'un photocoupleur ce qui aura pour effet de faire varier le rapport cyclique du TEA 1039 et donc d'obtenir une régulation. Dans cette application, il est nécessaire de transmettre un signal commandant l'éclairement de 0 à 100 % de la diode électroluminescente par une faible variation de la tension de sortie.

Le circuit intégré µA 78L02 absorbe un courant de E vers S lorsque la tension V_{SM} est inférieure à la tension de référence interne.

Lorsque V_{SM} devient supérieure à cette référence, le courant circulant de E vers S s'annule et il ne subsiste alors que le courant nécessaire à l'alimentation du régulateur (courant de repos). Le phototransistor est monté de sorte que sa conduction entraîne une diminution du rapport cyclique et donc de la tension de sortie. Si la tension V_{SM} augmente, le courant qui va circuler dans la diode D_2 va s'accroître, ce qui impliquera une augmentation du courant collecteur du photocoupleur et donc une diminution de la tension sur la borne 3 du TEA 1039 jusqu'à ce que V_S diminue.

A cet instant, le courant traversant la diode du photocoupleur va diminuer, la tension de sortie va augmenter et nous obtenons ainsi une régulation de la tension de sortie de 5 V qui est réglée par le potentiomètre R_{121}.

Lors du démarrage de l'alimentation, le phototransistor est bloqué, la tension appliquée à la borne 3 est telle que le rapport cyclique est maximal. La diode Zener placée en série avec le photocoupleur est nécessaire pour que le circuit intégré µA 78L02 puisse dériver le courant I.

Les tensions de sortie + 12 V et – 12 V sont régulées respectivement par les circuits intégrés linéaires CI_3 et CI_2.

Circuit secondaire

Redressement secondaire

La tension maximale de l'enroulement secondaire du transformateur principal est :

$$V_S = \frac{N_S}{N_p} \cdot V_{E\,max.}$$

$$V_S = \frac{10}{160} \cdot 330 = 20{,}6\ V$$

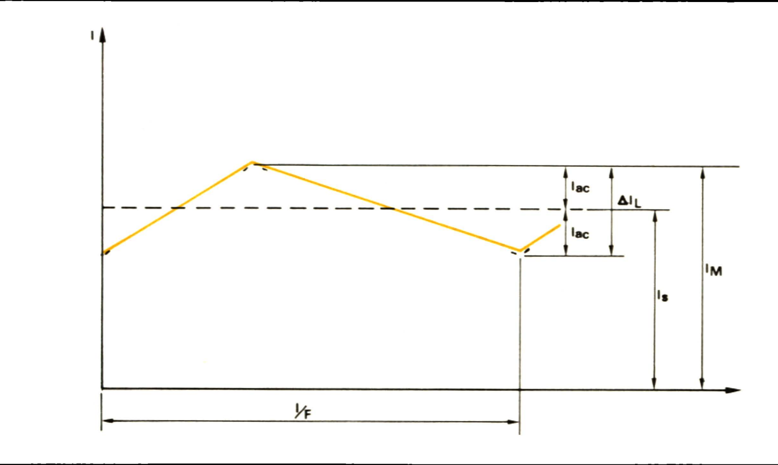


Fig. 11.

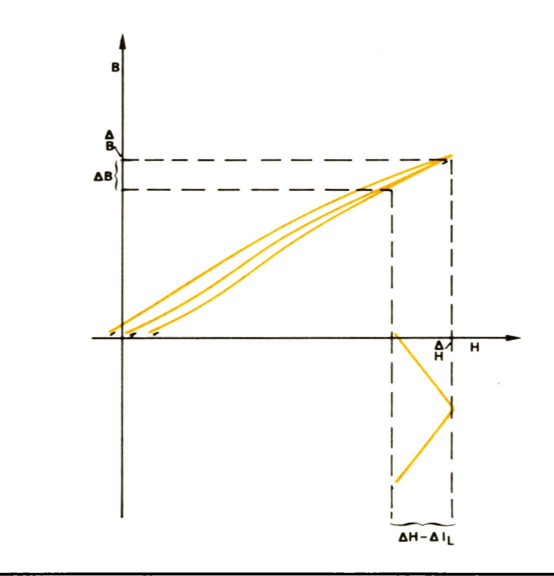


Fig. 12.

En considérant que les pointes de tension peuvent atteindre 25 % de la tension secondaire :

$V_S = 1{,}25 \cdot 20{,}6 = 25{,}75\ V$

Le redressement secondaire est assuré par la diode D_{16} qui regroupe les deux diodes dans le même boîtier du type BYV32/50 ayant pour caractéristiques :

- V_{RRM} = 50 V
- I_F (AV) = 2 · 10 A
- $V_{F\,max.}$ = 0,85 V
- T_{RR} = 35 ns

Inductance de filtrage

Nous avons précisé dans le principe de fonctionnement du convertisseur à transfert direct d'énergie, qu'une partie de l'énergie délivrée par le transformateur principal est emmagasinée dans l'inductance de filtrage. Au blocage du transistor TR_4 l'énergie est transférée à la charge par la diode D_{16}.

Le courant dans l'inductance de filtrage a une forme triangulaire représentée par la **figure 11.**

La valeur de l'inductance de filtrage détermine l'amplitude du courant pulsé ($\Delta\ I_L$).

La valeur de l'inductance sera de préférence élevée pour obtenir une faible résiduelle en sortie et, en revanche, sera faible pour obtenir un temps de réponse rapide pour des variations brusques de la charge. Le choix de la valeur de l'inductance de filtrage doit être un compromis entre ces deux paramètres.

Nous avons déterminé expérimentalement que l'ondulation de courant ($\Delta\ I_L$) dans l'inductance de filtrage d'une alimentation à découpage à transfert direct d'énergie peut repré-

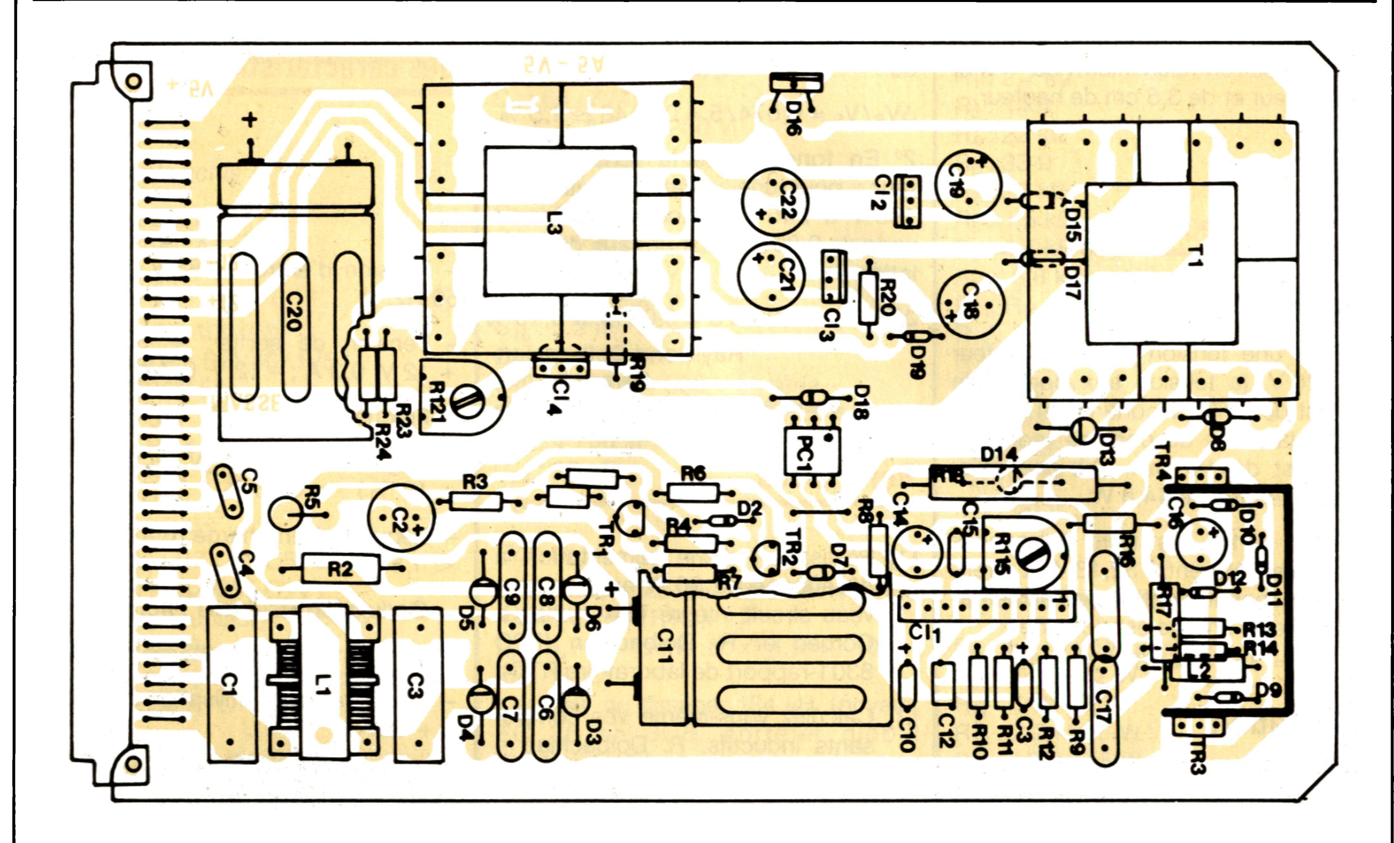


Fig. 13.

senter 10 à 20 % de la valeur du courant de sortie (I_S) en pleine charge soit :

$$0,1 \cdot I_S < \Delta I_L < 0,2 \cdot I_S$$

La valeur minimale de l'inductance de filtrage peut être calculée à partir de la formule suivante :

$$L_{min.} = \frac{V_S + V_{pertes}}{\Delta I_L} \cdot \frac{l - \delta_{min.}}{F}$$

$$\text{avec } \delta_{min.} = \frac{V_{E\,max.}}{V_{E\,min.}} \cdot \delta_{max.}$$

$$\delta_{min.} = \frac{245}{330} \cdot 0,45 = 0,33$$

En prenant pour ΔI_L la valeur de 15 % de I_S, la valeur de l'inductance de filtrage L_3 sera :

$$L_3 = \frac{5 + 2,5}{0,15 \cdot 5} \cdot \frac{1 - 0,33}{50 \cdot 10^3} = 134\,\mu H$$

Sélection du noyau et calcul du nombre de spires

Pour la sélection du noyau le choix optimal correspond à l'utilisation du même noyau que celui du transformateur principal.

Le nombre de spires de l'inductance de filtrage peut être calculé par la formule :

$$N = \frac{L \cdot I_M}{B \cdot A_e}$$

avec B = induction exprimée en teslas

A_e = section effective du noyau en m^2

La variation du flux d'induction ΔB dans le noyau de l'inductance de filtrage est représentée par la **figure 12.**

La variation du flux d'induction ΔB étant faible, nous pouvons prendre la valeur de 0,3 T.

La valeur maximale du courant dans l'inductance de filtrage est :

$$I_M = I_S + \frac{\Delta I_L}{2}$$

Le nombre de spires de l'inductance de filtrage sera :

$$N = \frac{L_{min.} \left(I_S + \frac{\Delta I_L}{2}\right)}{B \cdot A_e}$$

$$N = \frac{134 \cdot 10^{-6} \cdot \left(5 + \frac{0,75}{2}\right)}{0,3 \cdot 84,3 \times 10^{-6}}$$

$$= 28,4$$

Nous prenons N = 30 spires.

Avec une densité de courant de 5 A/mm², la section du fil sera de 1,07 mm² ; nous utilisons deux fils émaillés de 85/100e bifilaire et une ferrite ayant un entrefer de 1,4 mm pour ne pas saturer le circuit magnétique.

Condensateur de sortie

L'inductance de filtrage L_3 et le condensateur de sortie C_{20} assurent le filtrage des impulsions résiduelles. La valeur choisie est de 4 700 µF modèle 051. Ce condensateur possède une faible valeur de résistance équivalente série, ainsi qu'une faible valeur de l'inductance équivalente série.

Réalisation de la maquette

L'alimentation est réalisée sur une carte de format simple européen ayant pour dimensions : longueur 160 mm et largeur 100 mm.

Le circuit imprimé est représenté, ainsi que l'implantation des différents composants, à la **figure 13.**

Les transistors TR_3 et TR_4 sont fixés sur un radiateur en forme de U ayant pour dimensions : hauteur : 2 cm ; largeur : 2,5 cm, en aluminium de 1 mm d'épaisseur.

La diode de redressement est fixée sur le support du boîtier de l'alimentation réalisé en aluminium de 1 mm d'épaisseur et de 3,5 cm de hauteur.

Résultats de mesure

Rendement

Pour une tension d'entrée secteur de 220 V, la tension aux bornes de C_{11} est de 287,2 V continus et le courant à la sortie du pont de redressement est de 156 mA, soit une puissance d'entrée de 44,8 W.

A la sortie, les trois puissances cumulées s'élèvent à 32,18 W. Le rendement continu-continu de l'alimentation à pleine charge est donc de :

$$\eta = 32,18/44,8 = 71,8\ \%$$

Régulation

1° En fonction de la charge : pour une variation de charge de 0 à 100 %, la tension de sortie varie de 0,074 V, soit un taux de régulation de :

$$\Delta V_S/V_S = 0,074/5 = 0,0148 \simeq 1,5\ \%$$

2° En fonction de la tension secteur : pour une variation secteur de 185 V à 245 V, la tension de sortie varie de 0,007 V, soit un taux de régulation de :

$$\Delta V_S/V_S = 0,007/5 = 0,0014 \simeq 0,15\ \%$$

Raymond Dolbachian
Gérard Cornec
Laboratoire d'applications RTC

Références

[1] Réalisation d'une alimentation à découpage de 30 W avec le nouveau circuit intégré TEA 1039. G. Cornec et R. Dolbachian (FPO 8301-rapport de laboratoire RTC).

[2] Calculez vous-même vos composants inductifs. R. Dolbachian – « Electronique de Puissance » n° 7.

Résumé des caractéristiques

– Tension d'entrée : 185 V à 245 V/50 Hz.

– Tension de sortie : + 5 V, 5 A ; + 12 V, 0,3 A ; – 12 V, 0,3 A.

– Fréquence de travail : 50 kHz.

– Régulation en ligne (V secteur – 15 + 10 %) : < 0,15 %.

– Régulation en charge (0 à 100 %) : < 1,5 %.

– Ondulation résiduelle : 40 mV c.à.c.

– Rendement (pleine charge) : 71,8 %.

– Température d'utilisation : – 10 °C à + 55 °C.

– Protection contre les courts-circuits et les surcharges.

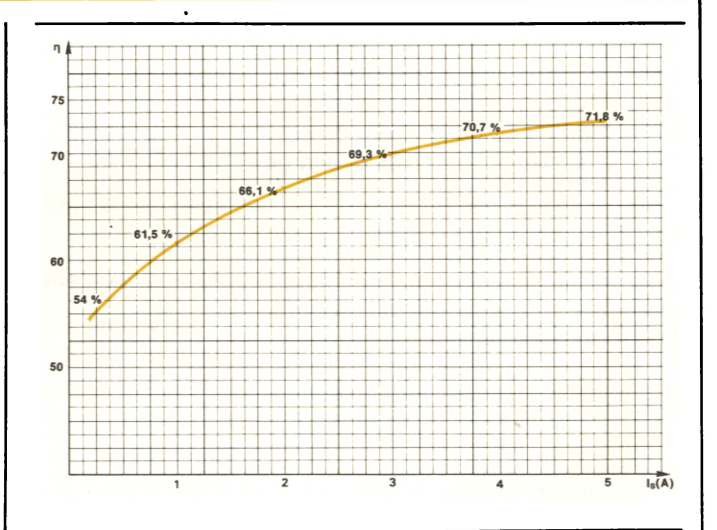


Fig. 15. – Variation du rendement en fonction du courant de charge.

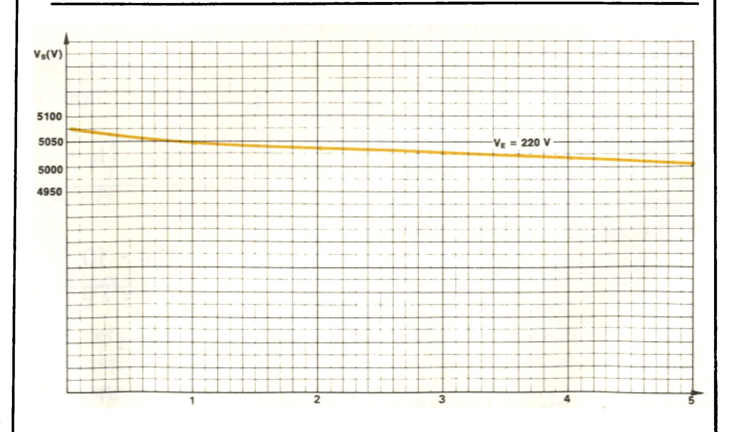


Fig. 16. – Régulation de la tension de sortie en fonction de la charge.

Nomenclature

Composants actifs

TR_1 : PH 2222A
TR_2 : PH 2907A
TR_3 : BUX 86
TR_4 : BUX 84
D_1 (diac) : BR 100/03
D_2 (stabistor) : BZV46/1V5
D_3 à D_6 : BYW 56
D_7 : BAW 62
D_8 à D_{12} : BAX 12
D_{13}, D_{14} : BYV 26D
D_{15}, D_{17} : BAX 12
D_{16} : BYV 32-50
D_{18} (zener) : BZX 55 C5V6
D_{19} (zener) : BZX 55 C9V1
PC1 (photocoupleur) : CNX 62
CI_1 : TEA 1039
Tous les composants ci-dessus sont de la marque RTC

CI_2 : MC 79 M12 (Motorola)
CI_3 : MC 78 M12 (Motorola)
CI_4 : μA 78 L02 ACLP (Texas)

Condensateurs

C_1, C_3 : 0,1 μF/250 V
C_2 : 68 μF/40 V
C_4, C_5 : 2,2 nF/250 V
C_6 à C_9 : 2,2 nF/630 V
C_{10} : 4,7 μF/25 V
C_{11} : 47 μF/385 V
C_{12} : 1 070 pF
C_{13} : 15 μF/10 V
C_{14} : 47 μF/50 V
C_{15} : 2,2 nF/63 V
C_{16} : 100 μF/25 V
C_{17} : 2 × 1 nF/630 V en série
C_{18}, C_{19}, C_{21}, C_{22} : 220 μF/25 V
C_{20} : 4 700 μF/10 V
C_{23} : 22 nF
C_{24} : 0,1 μF

Bobinages

L_1 : inductance du filtre secteur réf. AT 4043/91 (RTC)
L_2 : 4,7 μF (perle 5 × 1,5 × 10 en 3S1, RTC)
L_3 : self de lissage 134 μH (noyaux EC 35 en 3C8, entrefer global 1,4 mm, RTC)
T_1 : noyaux EC35 en 3C8 sans entrefer (RTC) ; bobinages (voir texte)

Résistances 1/4 W

R_1 : 2,7 kΩ
R_3 : 1 kΩ
R_4 : 22 kΩ
R_6 : 33 Ω
R_7 : 22 kΩ
R_8 : 1,5 kΩ
R_9 : 4,7 kΩ
R_{10} : 6,8 kΩ
R_{11}, R_{12} : 10 kΩ
R_{13} : 3,3 kΩ
R_{14} : 100 Ω
R_{16} : 150 Ω
R_{19} : 680 Ω
R_{20} : 1 kΩ
R_{22} : 56 Ω
R_{23} : 68 Ω

Autres résistances

R_2 : 4,7 Ω/4 W bobinée
R_5 : 150 kΩ/2 W
R_{17} : 1 Ω/0,5 W
R_{18} : 2,2 kΩ/6 W
R_{24} : 15 Ω/0,5 W
R_{115} : 1 kΩ (ajustable Cermet)
R_{121} : 2,2 kΩ (ajustable Cermet).

SERVICE-LECTEURS N° 38

SERVICE-LECTEURS N° 129

Une T.V.A. (Technique de Valeur Ajoutée) qui se calcule en hertz.

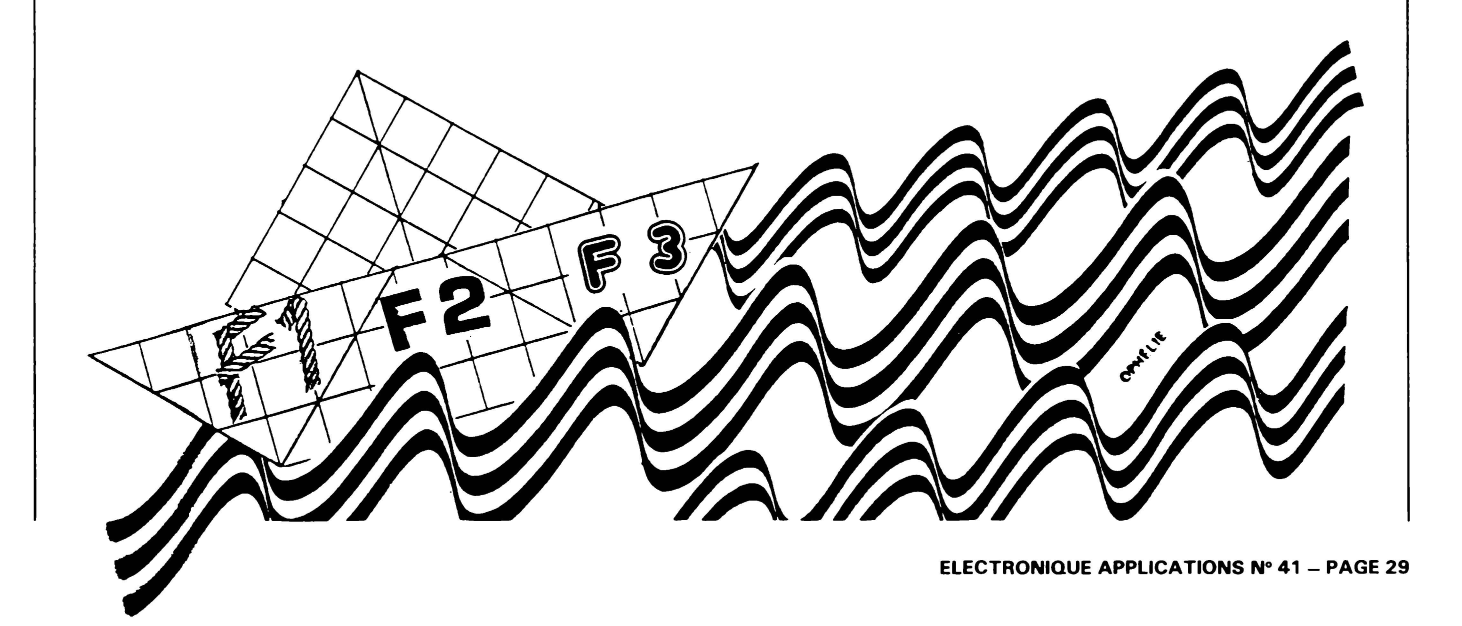


Addition digitale de deux fréquences

Obtenir, à partir de deux fréquences, f_1 et f_2, une somme $f_3 = f_1 + f_2$, c'est possible, en régime sinusoïdal, avec le procédé dit de conversion ou de multiplication analogique. Or, ce procédé produit aussi une fréquence $f_4 = f_1 - f_2$, de même amplitude que f_3, sauf filtrage ou mise en œuvre assez complexe d'une technique relevant de la modulation à bande latérale unique. Et en dehors de f_3 et de f_4 on trouve, en pratique, encore toutes sortes d'autres fréquences, et cela du fait que la perfection n'existe, dans ce bas monde, ni en matière de sinusoïdes, ni en matière de multiplicateurs analogiques.

Ces battements intermédiaires, on les retrouve, bien entendu, aussi dans le cas d'un procédé digital d'addition de fréquences. Néanmoins, il est alors possible d'obtenir une fréquence somme, $f_3 = f_1 + f_2$, dont l'amplitude est au moins quatre fois plus forte que toute autre raie du spectre, jusqu'à l'harmonique 3.

Sous certaines réserves, une soustraction de deux fréquences est également possible, par le procédé décrit. De plus, cette méthode peut être appliquée au traitement de signaux analogiques, du moins dans des cas particuliers.



Additionner et soustraire en tournant en rond

Certains émetteurs de radiodiffusion, pilotés par horloge atomique, sont d'excellents étalons de fréquence. A partir d'un tel étalon, on peut synthétiser une fréquence en principe quelconque.

Ainêsi, on peut, par exemple, fabriquer du 163 850 Hz à partir des 163 840 de la porteuse de France Inter. Pour cela, on prend un moteur dont on asservit la vitesse de 10 t/s à $163\,840/2^{14} = 10$ Hz. L'axe du moteur étant dirigé vers le haut, on y monte une antenne de ferrite, avec une antenne auxiliaire, pour atténuer l'effet directif. Et quand cela tourne, on obtient 163 830 ou 163 850 Hz, suivant sens de rotation et/ou d'enroulement, et cela en vertu d'un vieux principe d'électrodynamique, très fondamental et élémentaire, donc profondément oublié.

Certes, le procédé du bâtonnet tournant n'est pas particulièrement élégant. Mais il ne donne qu'une seule fréquence, et non pas le $f_1 \pm f_2$ des convertisseurs ou multiplicateurs analogiques. Digitaliser ce procédé, c'est évidemment cacher, sous une élégance séduisante, un nombre prodigieux de raies spectrales parasites. Néanmoins, si la raie utile domine nettement dans ce spectre, la chose est parfaitement utilisable, notamment en association avec une boucle de phase ou un circuit de filtrage.

Diviseur par quatre, tétraphasé

L'une des principales vertus de la technique digitale étant la rusticité, on se contentera, du moins dans un premier temps, de retenir, du nombre infini des positions de phase du bâtonnet tournant, seulement quatre, correspondant aux angles de 0°, 90°, 180°, 270°.

La **figure 1** montre qu'on peut obtenir cela, d'une façon particulièrement simple et néanmoins synchrone, par une double bascule D. Les quatre sorties de ce circuit délivrent des signaux dont la fréquence est égale au quart de f_1 et qui sont décalés en phase de $\pi/2$, les uns par rapport aux autres.

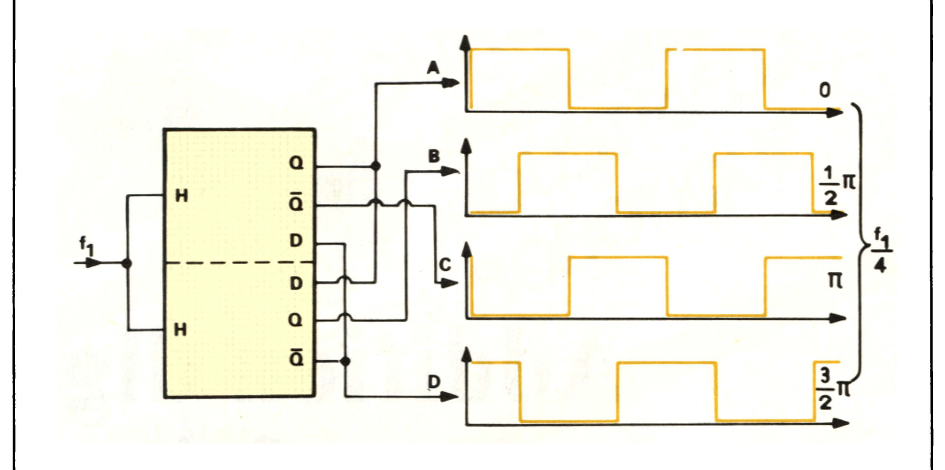


Fig. 1. – Cette double bascule D délivre quatre rectangulaires en quatre positions différentes de phase, leur fréquence étant égale à $f_1/4$.

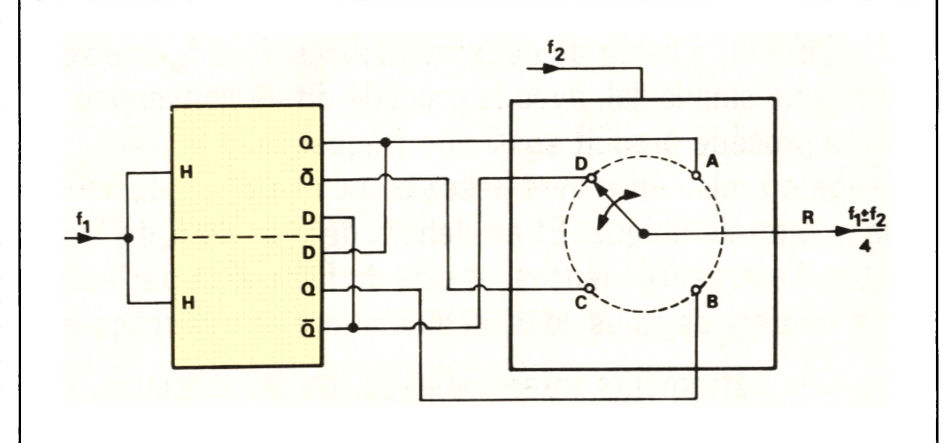


Fig. 2. – Le principe de l'addition digitale repose sur un commutateur rotatif qui tourne à la cadence de f_2 et qui explore les quatre positions de phase qu'on obtient à partir de f_1.

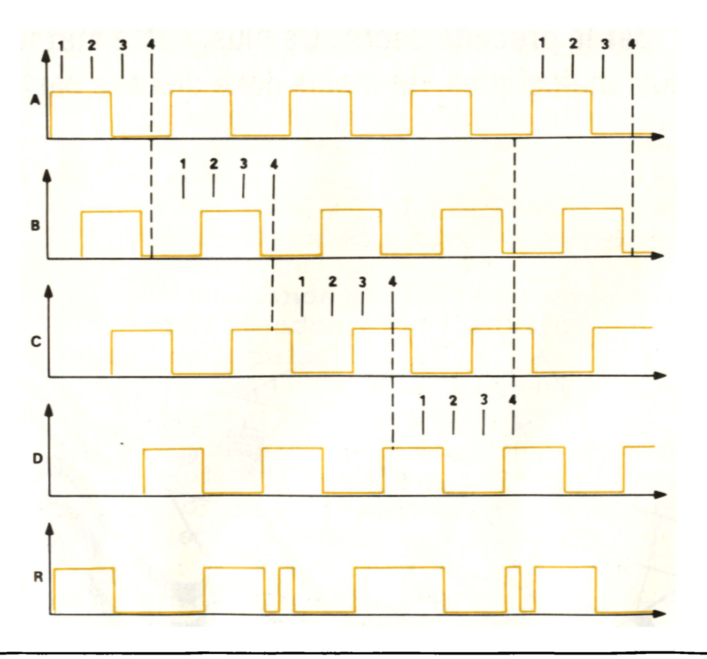


Fig. 3. – En principe, le procédé envisagé permet une soustraction de deux fréquences, mais le résultat de cette soustraction n'est exploitable qu'avec un traitement autre que digital.

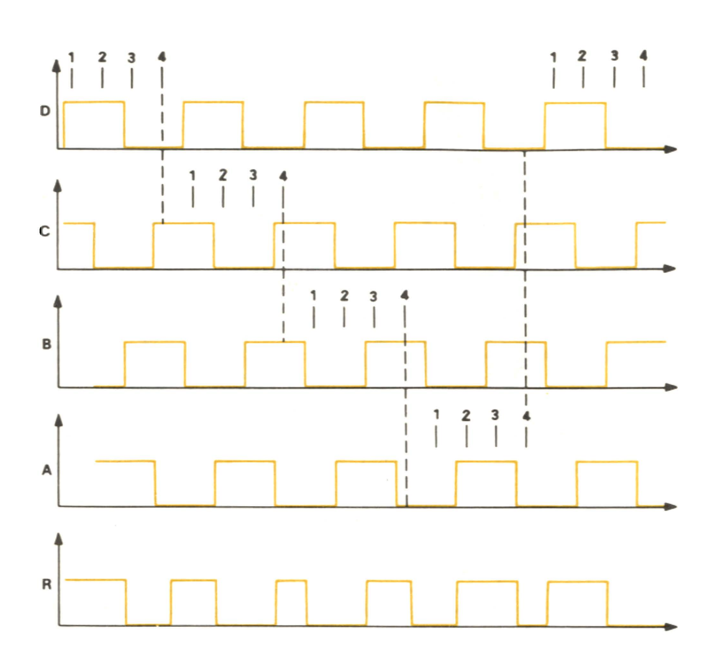


Fig. 4. – Lors d'une addition de deux fréquences par le rotacteur tétraphasé, on obtient un train de rectangulaires dont la régularité peut être fortement améliorée par des divisions ultérieures de fréquence.

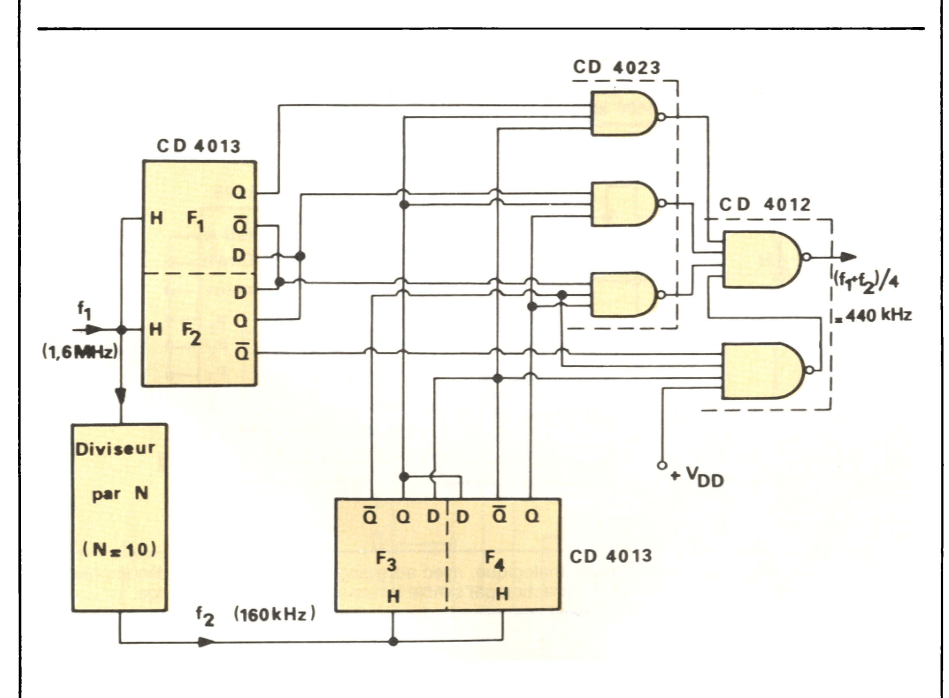


Fig. 5. – Mise en pratique du système par un commutateur à portes NAND.

Pour imiter l'antenne tournante, on peut appliquer ces quatre signaux à un contacteur rotatif **(fig. 2)** dont le curseur se déplace d'un cran à chaque période d'une fréquence f_2. En principe, on devra trouver, en sortie, une fréquence $(f_1 + f_2)/4$ pour un sens de rotation du curseur, et $(f_1 - f_2)/4$ pour l'autre.

Pour voir exactement ce qui se passe, on supposera d'abord que le contacteur tourne dans le sens des aiguilles d'une montre. Dans la **figure 3,** on a repris les quatre trains de rectangulaires de la **figure 1,** dans l'ordre, et désignés par A, B, C, D. Supposant $f_2 = f_1/4$, le curseur va rester pendant les premières périodes de f_1 sur A, puis aller sur B pendant les quatre périodes suivantes, etc. La résultante (R) est donnée sur la dernière ligne du diagramme. Elle ne correspond pas exactement à ce qu'on s'attend d'une soustraction. Si on connecte un fréquencemètre sur R, il indiquera $f_1 + f_2$. Par contre, avec un analyseur de spectre, on constatera que la raie dominante (à plus de 10 dB au-dessus des autres) correspond bien à $(f_1 - f_2)/4$.

Il existe, en soustraction, un cas particulier qui concilie fréquencemètre et analyseur de spectre. C'est celui d'un rapport f_1/f_2 impair, avec synchronisation sur une position de phase bien définie. On peut s'en rendre compte, à l'aide de la **figure 3,** en partant du repère 2 de la ligne A, et en supposant une commutation toutes les cinq périodes de f_1.

En revanche, l'addition fonctionne toujours. On l'obtient soit en faisant tourner dans l'autre sens le commutateur de la **figure 2,** soit en intervertissant ses connexions, comme cela a été supposé dans la **figure 4.** La résultante qu'on y trouve, pour le cas de l'addition, est nettement moins cahoteuse que celle de la **figure 3,** et le fréquencemètre y trouvera son compte tout aussi bien que l'analyseur de spectre.

Fonctionnement synchrone et commutateur à portes

La **figure 5** montre un premier exemple de réalisation où f_2 est dérivée de f_1, par division. Ainsi, il y a synchronisme entre la rotation du commutateur et ce qu'on applique à ses plots. Ce commutateur est simulé par la validation successive de quatre portes AND dont les sorties attaquent une porte OR à quatre entrées. Pour que cela puisse être réalisé avec des portes très facilement disponibles, on utilise, en fait, une triple NAND à trois entrées et une double NAND à quatre entrées, et on invalide une entrée de l'une des deux portes à quatre entrées.

Les deux fréquences à traiter, f_1 et f_2, parviennent à des circuits identiques, F1, F2 ainsi que F3, F4. Le premier est utilisé directement en diviseur tétraphasé, alors que l'autre est suivi d'un décodage du type « 1 parmi 4 ».

Avec f_1 = 1,6 MHz et f_2 = 160 kHz, l'analyse de la tension de sortie donne une raie principale à 440 kHz. Au rang suivant, quant à l'amplitude, on trouve, à – 15 dB environ, une raie à

600 kHz, puis – 20 dB à 760 kHz, – 25 dB à 520 kHz, – 30 dB à 480 kHz, pour l'essentiel. L'importance relative des raies secondaires peut être diminuée par une division ultérieure, comme on le verra plus loin.

En fonctionnement soustractif, on ne peut pas pratiquer de division ultérieure, mais une analyse spectrale est possible. Pour obtenir ce mode de fonctionnement, avec le circuit de la **figure 5,** il suffit d'amener D de F2 non plus sur $\overline{Q}$, mais sur Q de F1, et D de F1 non plus sur Q, mais sur $\overline{Q}$ de F2. L'analyse de la sortie donne alors 360 kHz pour la raie principale, et 520 kHz à – 10 dB, 680 kHz à – 15 dB, 440 kHz à – 25 dB.

On notera que, dans les deux cas, la distance entre la raie principale et la plus haute raie parasite est égale à f_2. Pour observer, à l'oscilloscope, l'allure du signal de sortie **(fig. 3 et 4,** lignes R), il suffit de synchroniser sur une sortie de F3 ou de F4.

Déphaseur tétraphasé

Une addition de deux fréquences n'est en fait possible, d'après ce qui précède, que si on dispose, au départ, du quadruple de ces fréquences. Bien entendu, on n'est pas toujours maître, à ce point là, des fréquences à traiter.

En pareil cas, on peut faire appel au principe indiqué dans la **figure 6.** On applique f_1, supposée de forme sinusoïdale, à un inverseur de phase de type différentiel, suivi de deux déphaseurs RC, pour 90°. Au besoin, on peut effectuer, ensuite, une mise en forme rectangulaire.

Les valeurs du montage dépendront largement de la fréquence de travail. Le fonctionnement ne pourra être correct que si $R_D \gg R_C$, condition qu'on ne pourra souvent respecter qu'en intercalant des étages collecteur-commun entre les résistances R_C et les déphaseurs.

Commutateur analogique et division ultérieure

Les portes de commutation de la **figure 5** constituent certes une solution bien classique. Mais la **figure 7** montre qu'on arrive à un moindre nombre de boîtiers et surtout à un effort de câblage bien plus réduit, si on adopte la solution du commutateur analogique, ou démultiplexeur.

Un tel commutateur est plus lent qu'une porte. Il risque donc de ne plus être utilisable pour des valeurs de f_1 supérieures à 5 ou 10 MHz. Mais en dessous, son attitude relativement calme fait qu'il ne s'affole nullement d'une bascule d'adressage qui ne bascule pas tout à fait en même temps qu'une bascule de comptage, surtout si on lui met 15 pF sur la sortie.

Dans ces conditions, on peut parfaitement procéder à une division complémentaire (diviseur par M, **fig. 7**). On constate alors que les raies parasites restent à la même distance qu'auparavant, et que leur amplitude se trouve divisée par M. Dans le cas de l'exemple de la **figure 7,** et M = 2, on obtiendrait donc une fréquence nominale de sortie de 425/2 = 212,5 kHz ; la plus haute raie parasite sera toujours distante de f_2 ; elle se trouvera donc à 212,5 kHz, avec une différence d'amplitude de l'ordre de – 20 dB.

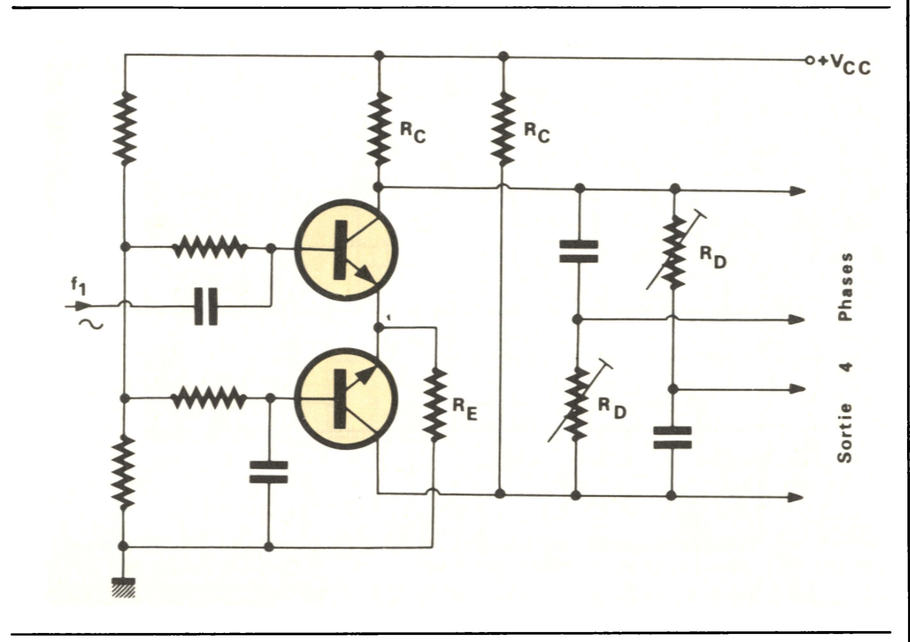


Fig. 6. – Un déphaseur analogique évite toute division de fréquence et permet, conjointement à un commutateur également analogique, le traitement de signaux modulés.

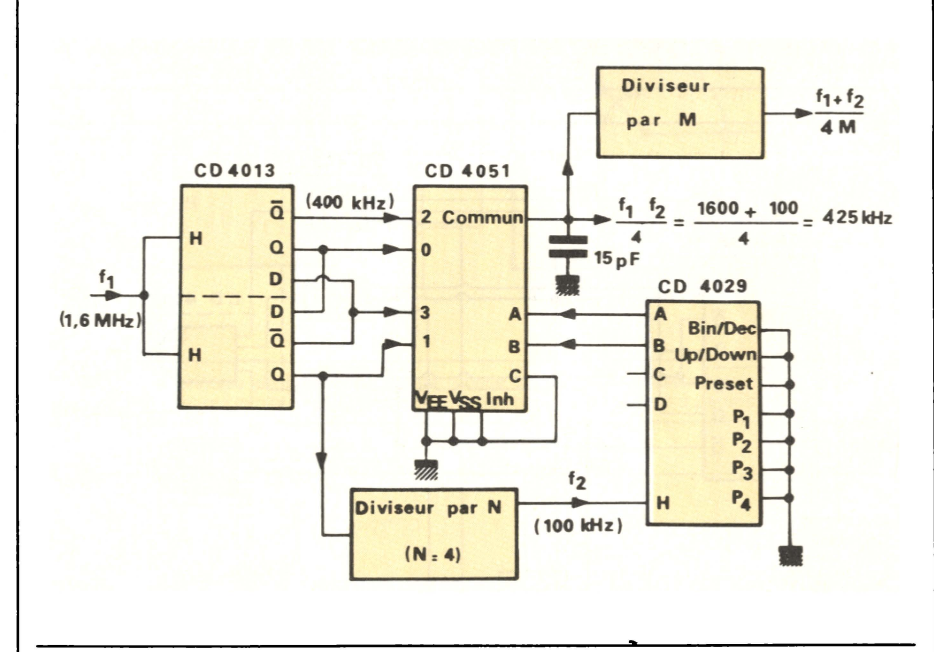


Fig. 7. – Utilisation d'un commutateur analogique, avec adressage par un compteur-décompteur, lequel permet d'obtenir addition et soustraction par simple inversion du sens de comptage.



Fonctionnement asynchrone et néanmoins asservi

Dans les exemples précédents, les fréquences f_1 et f_2 avaient été obtenues, par division, à partir d'un même oscillateur. Quand cela n'est plus le cas, l'avance du commutateur risque de se faire, parfois, juste au moment où les tensions sur les plots correspondants de ce commutateur sont changées. Cela ne se voit guère en analyse spectrale, et c'est presque sans importance quand le traitement ultérieur se fait par boucle de phase ou autre filtre. Mais quand c'est un diviseur de fréquence qui suit, ou un compteur, il risque d'enregistrer des impulsions supplémentaires qui rendent le système impraticable.

Le remède est indiqué dans la **figure 8,** sous forme d'un dessin un peu moins abstrait que les précédents schémas. Ce remède consiste à faire transiter f_2 par une bascule D. Ainsi, l'état logique de f_2 n'est pris en compte qu'au moment où f_1 change

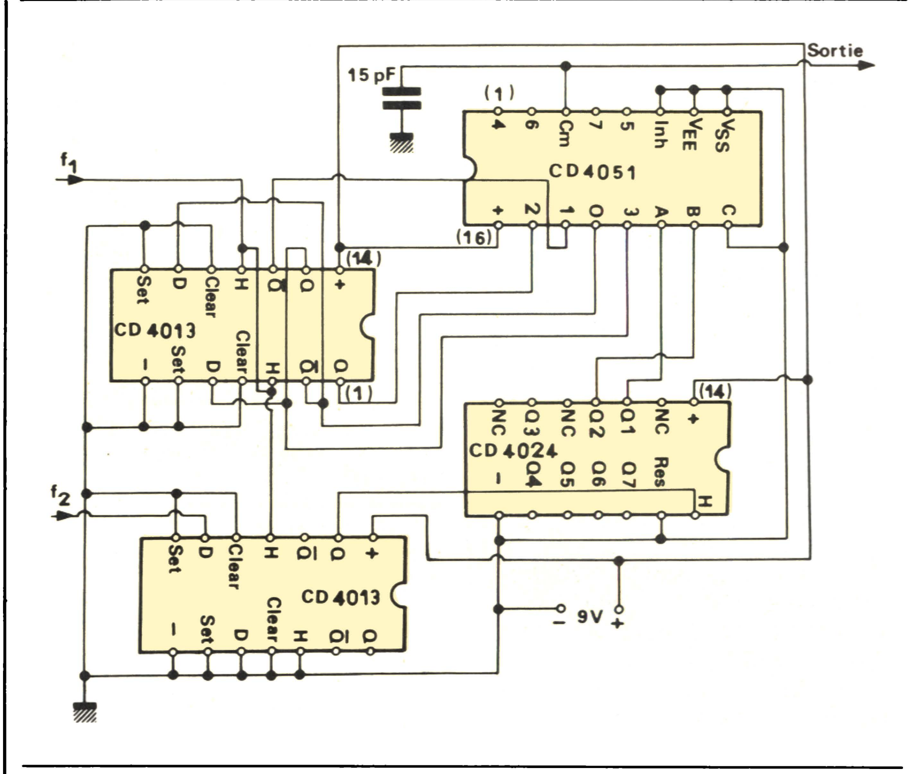


Fig. 8. – S'il n'y a aucune relation de phase entre les deux fréquences à additionner, on doit effectuer un asservissement par une bascule D supplémentaire.

Fig. 9. – Un système à huit phases ne présente un avantage qu'en régime de soustraction et quand le traitement ultérieur est autre que digital.

d'état. Du fait des retards qui sont occasionnés par le compteur d'adressage CD 4024 et le décodage dans le CD 4051, on est ainsi sûr que l'avance du commutateur n'a lieu qu'à un moment où toutes les autres bascules ont bien fini de basculer. Bien entendu, la chose n'est possible que si $f_1 > f_2$.

Le régime octophase n'est pas nécessairement meilleur

Précédemment, le démultiplexeur CD 4051 n'a été utilisé que sur 4 de ses entrées. Mais comme il en comporte 8, il paraît bien séduisant de l'employer dans un système à 8 positions de phase.

La **figure 9** montre qu'on y parvient par une division de fréquence par 8, faisant appel au diviseur tétraphasé précédemment mentionné (F1, F2) et quatre autres bascules D. L'une d'elles, F3, sert de diviseur de fréquence, et elle est aussi le maître de F4, car cette bascule ne peut passer à Q = 1, lors de la période suivante de f_1, que si Q de F3 est à 1. De la même manière, F5 est commandée par F4, et commande F6 à son tour. Le tout se passe, néanmoins, de façon à peu près synchrone, si on admet que les quatre sorties de F1 et F2 ont des retards identiques par rapport à f_1. La **figure 10** montre ce qu'on observe sur les sorties Q des six bascules, les 4 autres positions de phase, après division par 8, étant données par les sorties $\overline{Q}$ de F3 à F6. Accessoirement, on a prévu une bascule d'asservissement (F7) qui fait qu'aucune synchronisation n'est nécessaire entre f_1 et f_2.

Explorer 8 positions de phase, cela paraît beaucoup plus souple que 4, mais en régime d'addition, cela ne sert à rien. En effet, un système tétraphasé suivi d'une division par 2 donne, avec des moyens plus simples, strictement la même chose quant au niveau et à la position des raies parasites du spectre. Ce qui montre encore qu'en régime digital, on a toujours avantage à être aussi rustre que possible.

Il en est autrement quand on ne peut plus faire appel au régime digital, c'est-à-dire quand on travaille en soustraction, car une division ultérieure n'est plus possible dans ce cas, comme on l'avait vu à propos de la **figure 4.** La pureté du spectre qu'on observe avec le montage de la **figure 9** est alors aussi bonne que si une division complémentaire par 2 avait été possible, les raies parasites étant faibles et relativement distantes de la fréquence nominale. Cela facilite évidemment tout filtrage ultérieur.

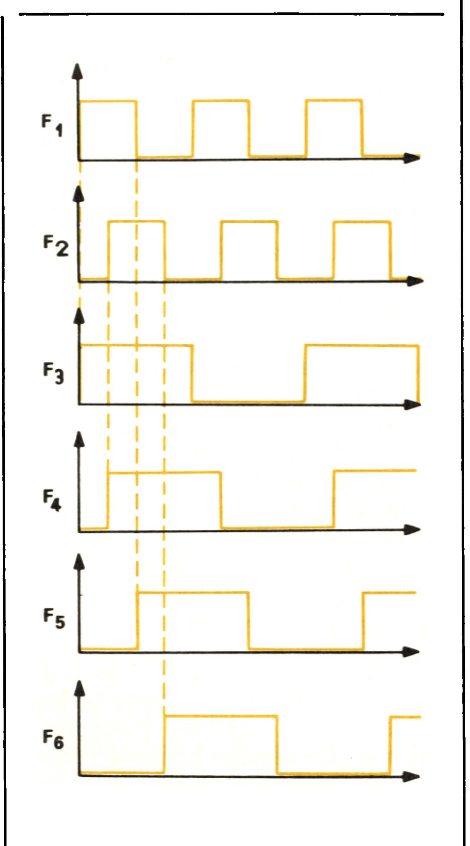


Fig. 10. – Formes d'onde relatives au montage de la figure 9.

Dans ces conditions d'utilisation, la bascule F7 peut être omise sans grande perte. Il devient alors possible d'élaborer les 8 positions de phase par un système de bascules en décalage.

Le démultiplexeur CD 4051 est parfaitement capable de véhiculer des signaux analogiques, éventuellement modulés en amplitude ou en fréquence. Avec un déphaseur analogique, comme celui de la **figure 6**, éventuellement en version octophasée, on pourrait ainsi établir un changement de fréquence digital. Il devrait présenter, du moins en théorie, certains avantages sur ce qui se fait habituellement en matière de radioréception.

H. Schreiber



Le « multiplicateur de taux » et ses applications

Le traitement digital consiste souvent à rompre l'« uniformité ennuyeuse » d'un train d'impulsions, soit pour faire un calcul, soit pour synthétiser une fréquence, soit pour effectuer une conversion entre digital et analogique.

Il existe, certes, des composants spécifiques pour ce genre d'applications. Mais il arrive que ces composants soient trop performants, donc trop chers, voire trop rigidement spécifiques, pour une utilisation donnée.

On peut, souvent, faire appel, en pareil cas, à un « rate multiplier », ou « multiplicateur de taux », dont il sera question ci-après et dont les multiples possibilités surprendront autant que la banalité du principe mis en œuvre.

Vivisection d'un train d'impulsions

Quand on applique un train d'impulsions à l'entrée d'un « rate multiplier », on retrouve, à la sortie, ce même train à ceci près que certaines impulsions ont été effacées, suivant un déroulement cyclique, lequel obéit à un programme. Pour cela, le circuit comporte un compteur dont l'état de comptage est, à tout instant, comparé à un programme, lequel décide si une impulsion horloge, qui arrive à un moment donné, doit parvenir sans modification à la sortie ou si elle doit être supprimée.

La capacité de ce compteur est, dans le cas des circuits CMOS de type courant, soit de 16 (CD 4089), soit de 10 (CD 4527). Comme aucun autre détail ne distingue les deux circuits, c'est du CD 4527 qu'il sera essentiellement question ci-après.

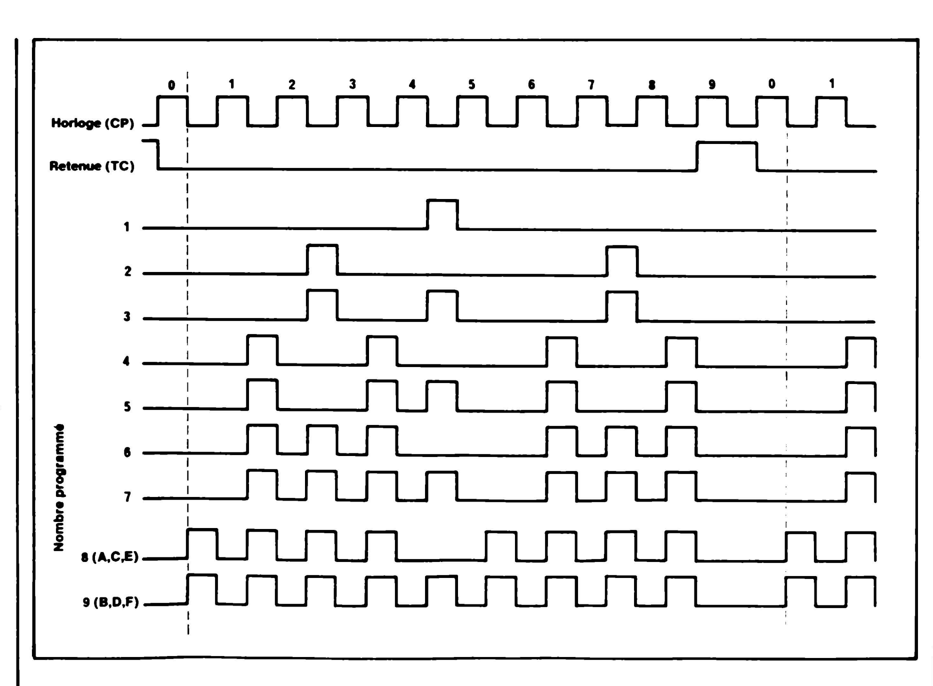


Fig. 1. – Dans chaque train de dix impulsions d'horloge, le multiplicateur de taux choisit, suivant le programme qu'on lui applique, 1 à 9 impulsions qu'il va restituer à sa sortie, en escamotant les autres.

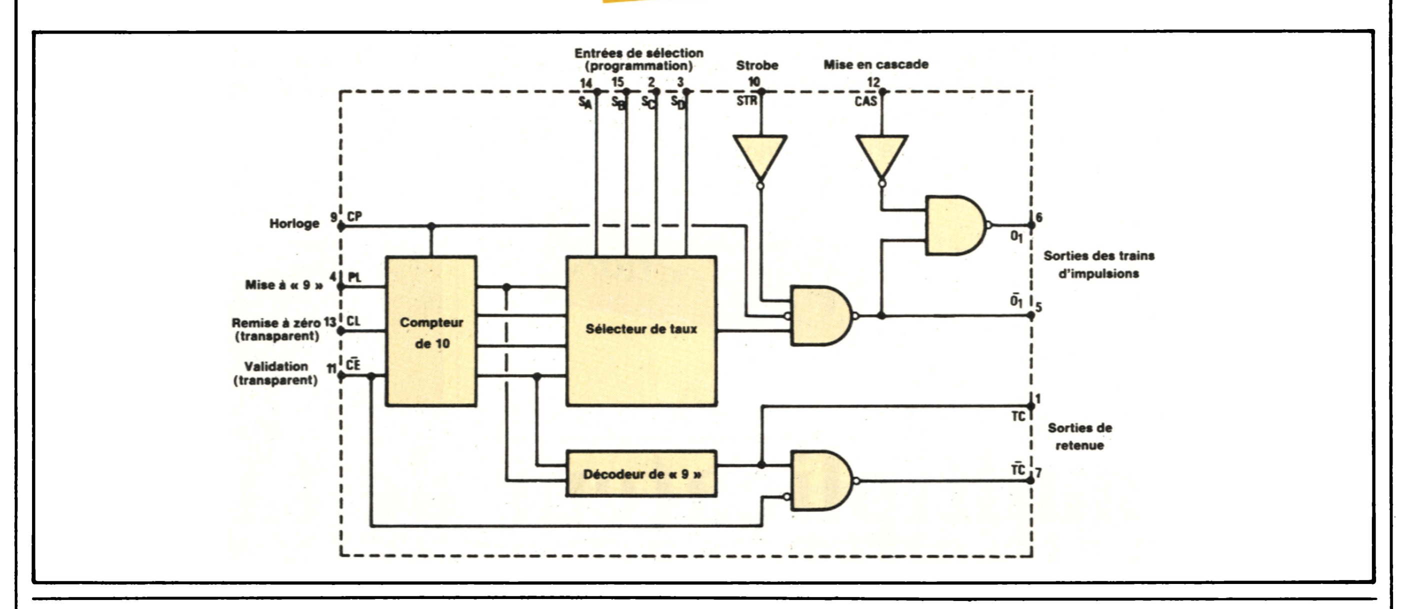


Fig. 2. – Principe de fonctionnement d'un multiplicateur de taux. Une entrée de mise en cascade est prévue conjointement à une sortie de retenue.

Vivant dans le monde décimal, le CD 4527 prend en compte des trains ou cyles de 10 impulsions, et, suivant le programme de sélection qu'on lui applique à un moment donné, il n'en transmet que 1 à 9 à sa sortie ; de même les possibilités « 0 » (sortie bloquée) et « toutes les dix » (circuit transparent) existent, comme on le verra plus loin.

La **figure 1** montre la configuration des trains d'impulsions qu'on obtient à la sortie du circuit, en fonction du nombre programmé, lequel est, en fait, un nombre binaire qu'on exprime par les états qu'on applique aux quatre entrées de programmation (ou de sélection) du circuit. Comme cela permet, en fait, 16 combinaisons, il convient de signaler qu'une programmation sur zéro bloque tout, alors que 10, 12 et 14 (A,C et E en hexadécimal) donnent la même chose que 8. La programmation d'un nombre : 11, 13 ou 15 (B, D, F) est équivalente à celle d'un 9.

Les trains d'impulsions de la **figure 1** montrent que le circuit fonctionne quelque peu comme un moteur qui présente des ratés, souvent même de multiples ratés. Si cette comparaison vous incite à traduire « rate multiplier » par « multiplicateur de ratés », sachez que c'est inexact, ne serait-ce que du fait que le nombre qu'on programme, sur les entrées de sélection, n'est pas celui des impulsions « ratées », mais celui des impulsions qui sont conservées.

Fonctionnement d'un multiplicateur de taux

A la sortie du circuit, on ne dispose pas seulement des impulsions « manipulées », mais aussi, comme la **figure 2** le montre, des impulsions dites

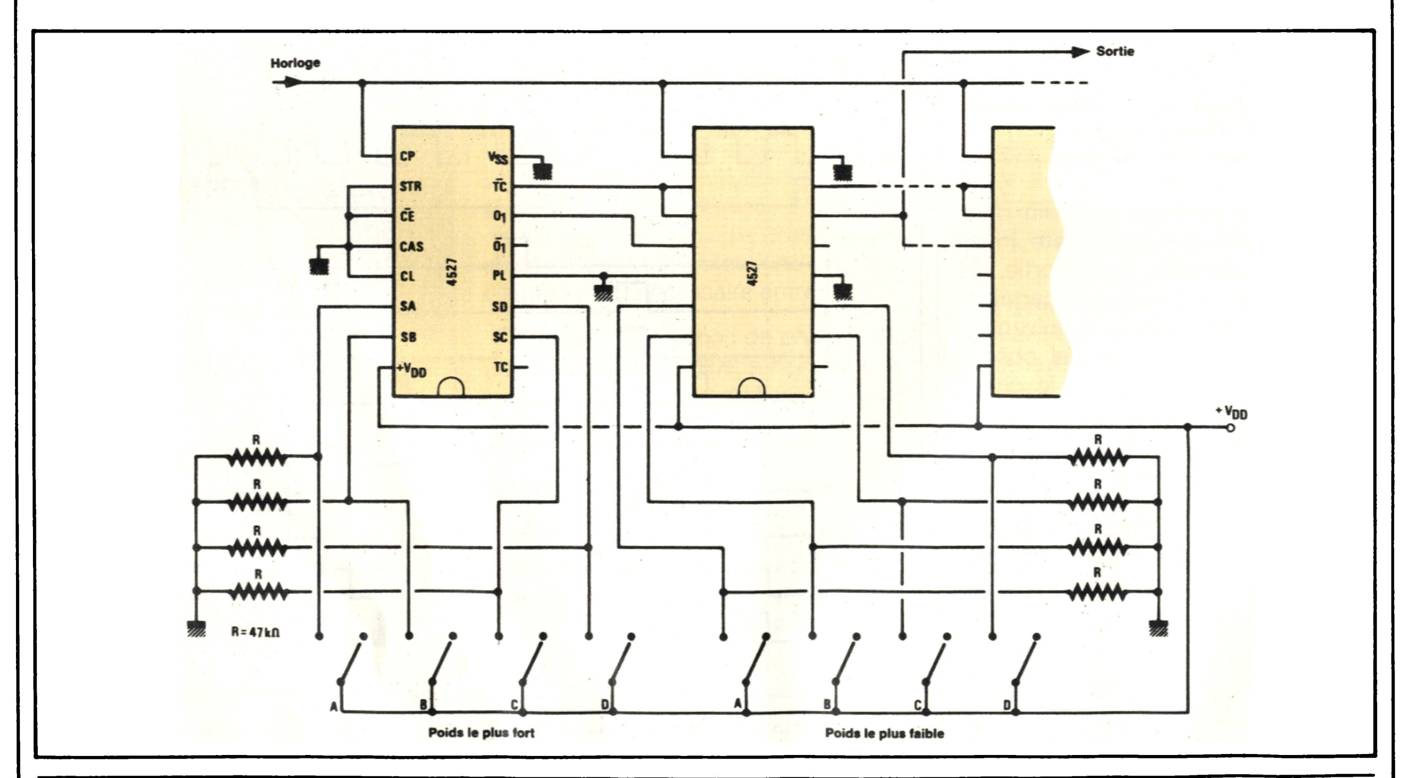


Fig. 3. – Avec une mise en cascade additive, on peut, en principe, opérer une multiplication par tout nombre décimal.



« de retenue ». Le diagramme de la **figure 1** précise que ces impulsions, dont la durée est égale à une période d'horloge, sont produites au moment du « raté obligatoire », correspondant à la position 9 du compteur. En d'autres termes, l'impulsion de retenue signale le moment où il ne peut y avoir impulsion de sortie, quel que soit le nombre programmé.

Ainsi, la retenue est, en quelque sorte, équivalente à une porte (logique) ouverte sur l'avenir. En effet, elle signale ce « petit creux » dans le train d'impulsions, dans lequel un circuit ultérieur d'une mise en cascade pourra encore loger, de temps en temps, une impulsion complémentaire. Cela permettra de programmer jusqu'à 99 impulsions dans un train de 100, jusqu'à 999 dans une train de 1 000, etc.

Avant d'aborder les détails d'une telle mise en cascade, il convient de signaler que la **figure 2** montre, à côté de l'entrée horloge, des entrées permettant de mettre le compteur interne soit à 9, soit à 0, à des fins de synchronisation. Ces deux commandes se distinguent néanmoins du fait que la première bloque entièrement la sortie des trains d'impulsions, alors que la seconde rend le circuit transparent, ce qui signifie que les impulsions de sortie sont à une inversion de phase près, identiques aux impulsions d'horloge. Il en est de même pour l'entrée de validation, laquelle arrête le fonctionnement du compteur sans en modifier la position.

A noter aussi que les trains d'impulsions ainsi que les retenues sont disponibles sous une forme complémentaire qui n'en est pas vraiment une, puisqu'elle dépend de ce qui se passe sur les entrées de mise en cascade et de validation.

Indépendamment du taux de sélection qu'on aura programmé, la sortie de retenue fournit toujours une fréquence égale à 1/10e de la fréquence d'horloge (ou 1/16e dans le cas du CD 4089). Ainsi, le « rate multiplier » peut être utilisé, accessoirement, dans une chaîne de division directe.

Pour la fréquence limite d'utilisation, on trouve, pour le CD 4527 B *(RCA)*, une valeur minimale, soit 1,2, 2,5 et 3,5 MHz pour V_{DD} = 5, 10 et 15 V, ainsi qu'une valeur typique, de 2,4, 5 et 7 MHz respectivement. *RTC* donne, pour son HEF 4527 B, les valeurs typiques respectives de 4, 7 et 10 MHz.

Ratés en cascade

Comme cela a été signalé plus haut, le train d'impulsions produit par un premier circuit comporte, dans tous les cas, une lacune correspondant à la position 9. Un second circuit, lequel ne prend en compte que ces lacunes du fait qu'on le bloque par ailleurs, peut y placer de nouvelles impulsions, soit 0 à 9 impulsions dans un cycle de 10 lacunes consécutives.

Le schéma correspondant est donné dans la **figure 3.** Si le premier circuit se trouve programmé sur 6, et le second sur 7, on obtient un taux de multiplication de (6/10) + (7/100), soit 67 impulsions à la sortie pour 100 impulsions à l'entrée. Dans le cas de trois circuits, programmés respectivement sur 6, 7 et 8, on a un taux de (6/10) + (7/100) + (8/1 000), soit 678 impulsions de sortie pour un train de 1 000 impulsions à l'entrée. En sacrifiant quelque peu la rigueur mathématique, on peut dire, plus simplement, qu'on multiplie par 0,67 dans le premier cas, et par 0,678 dans le second.

Un taux dont le dernier chiffre est un 5, tel que 0,85, peut être obenu avec une bascule D à la place du dernier « rate multiplier ». La **figure 4** montre que cette bascule est utilisée par une division par deux des impulsions de retenue. Ainsi, elle change le programme du circuit, toutes les 10 impulsions d'horloge, en le faisant passer de 8 à 9, ce qui correspond bien à un taux moyen de 0,85.

De la même façon on peut, comme le montre la **figure 5,** obtenir un taux moyen de 0,75. D'autres combinaisons de ce genre sont évidemment possibles, et on peut parfaitement effectuer un changement de programme un cycle sur trois, trois cycles sur sept, etc.

La mise en cascade de la **figure 3** est additive, car chaque circuit suiveur ajoute des impulsions dans le train que le précédent lui fait parvenir.

La **figure 6** montre qu'une mise en cascade multiplicative est également possible. Dans ce cas, chaque circuit suiveur applique son programme aux impulsions qu'il reçoit du précédent. Avec deux circuits programmés sur 5 et sur 6, on obtient ainsi un taux de (5/10) × (6/10) = 30/100, soit 30 impulsions en sortie pour 100 à l'entrée. Avec trois circuits, programmés sur 5, 6 et 7, le taux sera donc de 5 × 6 × 7 = 210/1 000.

En pratique, la version additive de la cascade semble plus intéressante que la version multiplicative. Ne serait-ce que du fait qu'elle permet une multiplication par un nombre premier, nombre qu'on peut toujours obtenir en additionnant des chiffres, mais jamais (faut-il le préciser ?) par une multiplication.

« Il n'y a pas d'impulsion après la virgule »

L'utilisation d'un CD 4527 pour une multiplication mathématique peut être avantageuse, quand l'un des facteurs est, de toute façon, disponible sous forme d'un train de *n* impulsions. Exemple : compter des objets ou des tours de disque d'un compteur analo-

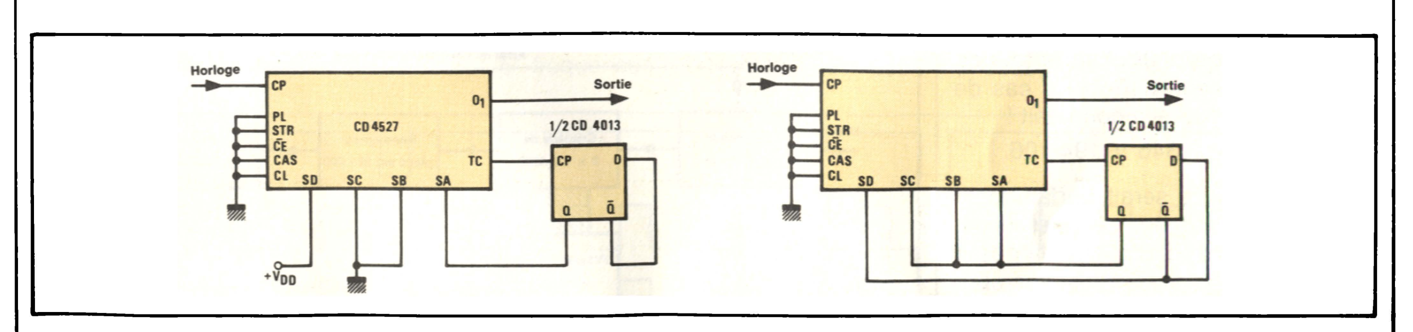


Fig. 4 (à gauche). – Multiplication par 0,85, moyennant une bascule D qui effectue un changement périodique de programme. Fig 5 (à droite). – Dans cet exemple, le multiplicateur de taux restitue 7 impulsions d'un premier train de 10 et 8 d'un second, alternativement.

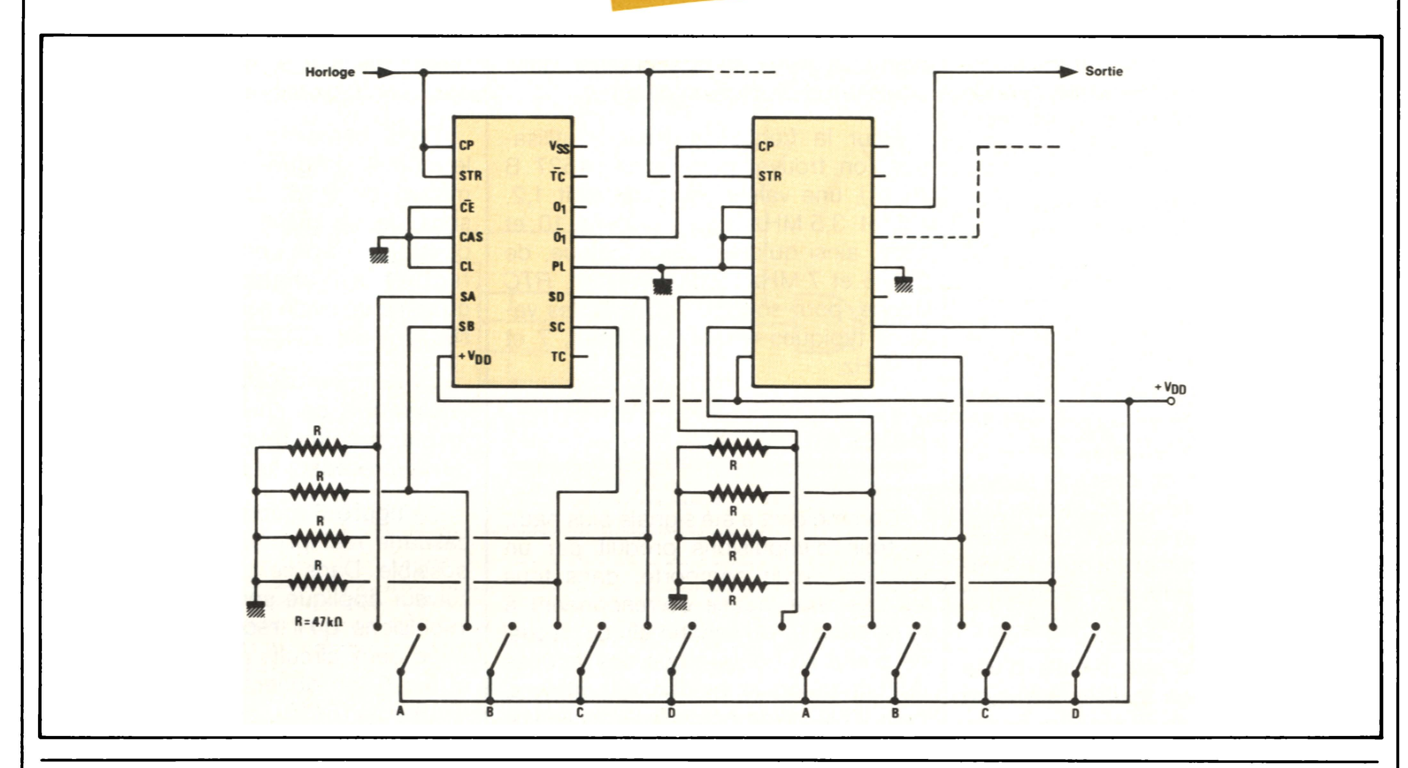


Fig. 6. – Si, dans ce type de mise en cascade, le premier circuit multiplie par 0,8 et le second par 0,6 (ou inversement), le résultat est une multiplication par (0,8 × 0,6) = 0,48.

gique (compteur de liquides), puis multiplier le résultat par un nombre exprimant le prix.

A priori, c'est très simple, il suffit de compter le nombre d'impulsions qui sortent d'un multiplicateur de taux qu'on aura programmé sur un nombre représentant le prix, à une puissance de 10 près. Mais compter 561 objets par 561 impulsions pour multiplier par 0,346, ce n'est possible que si on se contente d'un résultat assez grossier. En effet, les impulsions sont des entiers, on peut en compter 194, par exemple, mais pas 194,106. De plus, le graphique de la **figure 1** montre que l'espacement des impulsions est parfois bien irrégulier (pour le 6, notamment, on multiplie, en fait, par 1 tant qu'on n'a pas dépassé la troisième impulsion d'un train).

Pour que la multiplication décrite soit exacte, il faut, si *n* est le nombre d'étages d'un multiplicateur de taux, y entrer 10^n impulsions pour chaque objet compté ou pour chaque tour de compteur de liquide. Dans le cas de l'exemple précité, cela donnerait :

561 × 1 000 × 0,346 = 194 106.

Un tel procédé serait parfaitement applicable à une pompe à essence, par exemple. Avec, d'ailleurs la possibilité de remplacer les brusques augmentations de prix par la programmation d'une « pente inflationniste ». Pour cela, le taux de multiplication du calculateur de prix se trouve commandé par un compteur qu'on incrémente une fois par heure, par exemple, pour programmer une pente inflationniste de 0,001 centime/heure.

D'autres opérations mathématiques sont possibles, du moins en théorie. A titre d'exemple, la **figure 7** montre qu'on peut obtenir une division (par le nombre programmé) en comptant le nombre d'impulsions nécessaire pour obtenir un produit donné. Les valeurs indiquées correspondent à 361 000 : 0,687 = 416 378 – à quelques unités près, pour les raisons mentionnées plus haut.

Un convertisseur digital/analogique qui accepte le régime BCD

Pour convertir un nombre BCD, codé sur 4 bits, en une grandeur analogique, il suffit d'appliquer ce nombre sur les entrées de programmation d'un multiplicateur de taux dont on applique la sortie à un filtre RC dont la constante de temps est très grande devant la période de fréquence d'horloge.

Comme le rapport cyclique du signal horloge se conserve lors du traitement, on peut jouer sur ce rapport pour obtenir une valeur de référence différente (mais non indépendante) de la tension d'alimentation. En alimentant sous 9 V, par exemple, on peut ainsi s'arranger de façon à obtenir 5 V après le filtre de sortie, quand aucune impulsion n'est éliminée. Ainsi, on obtiendra 4,5 V pour un taux de 0,9, puis 4 V pour un taux de 0,8, etc.

Bien entendu, une conversion de deux digits BCD en une grandeur analogique à 100 niveaux est possible avec une cascade additive composée de deux multiplicateurs de taux, de

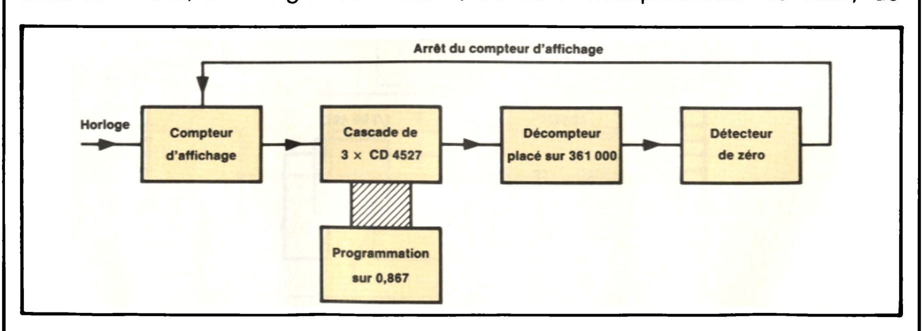


Fig. 7. – Diviser avec des multiplicateurs de taux, c'est beaucoup moins élégant qu'avec un micro processeur, mais le programme est beaucoup plus vite fait.

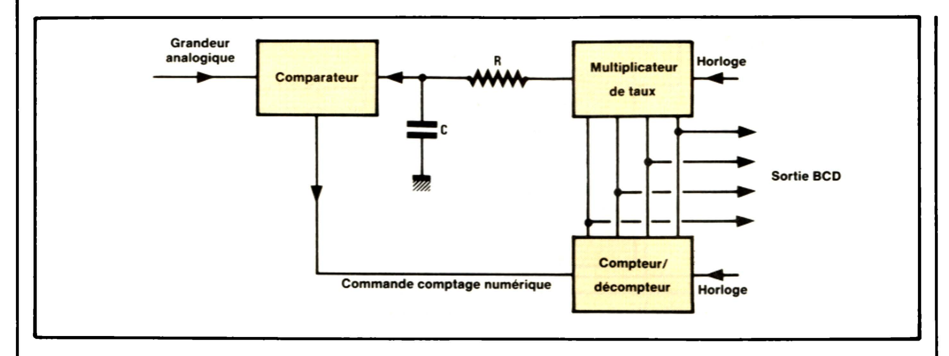


Fig. 8. – Utiliser un multiplicateur de taux pour une conversion A/D, cela peut être avantageux quand cette conversion peut être grossière et quand elle doit obéir au code BCD.

même qu'on peut obtenir 1 000 niveaux avec trois circuits, avec cependant, une précision et surtout une rapidité moindres que celles d'un vrai convertisseur. Mais quand on peut se contenter, en la matière, de performances moyennes, l'utilisation d'un CD 4527 peut être rationnelle pour une conversion BCD-analogique, ou celle d'un CD 4089 pour une conversion binaire-analogique.

Moyennant quelques complications l'opération inverse est également possible. La **figure 8** montre qu'on compare, pour cela, la grandeur analogique d'entrée, à la tension issue d'un convertisseur digital-analogique, réalisée avec un multiplicateur de taux, lequel se trouve commandé par un compteur-décompteur. Suivant le signe de la différence entre les deux tensions continues, le compteur va se diriger dans le sens de l'équilibre. Si on lui laisse le temps, il finira donc sur une position qui correspond à une expression digitale de la grandeur logique d'entrée. Ici encore, on peut étalonner en jouant sur le rapport cyclique du signal d'horloge.

Application à la synthèse de fréquence

Partant d'un oscillateur à quartz de 4 MHz, et d'un multiplicateur de taux programmé sur 0,9, on obtient un signal de sortie dont tout fréquencemètre honnête dira que sa fréquence est de 3 600 kHz. Pourtant, ce n'est qu'une apparence. Cependant, si on procède à une division complémentaire par 400, on peut espérer que les irrégularités s'estompent à un point tel qu'on obtient du 9 kHz pratiquement pur.

Mais si on veut utiliser cela pour une application audio ou radio, telle qu'une synthèse, par canaux de 9 kHz, de l'oscillation locale d'un récepteur, on récolte un léger sifflement de 1 kHz, à moins de précautions de filtrage assez onéreuses.

En effet, la **figure 9** montre, sans recourir au théorème de *Fourier,* que la multiplication par 0,9 du CD 4527 n'est rien d'autre que l'addition d'une rectangulaire de fréquence f, avec un train d'impulsions de fréquence 0,1 f. Dans le cas de l'exemple, on dispose, donc, à la sortie du multiplicateur de taux, non seulement des 3 600 kHz indiqués par le fréquencemètre, mais aussi d'un peu de 4 000 kHz, et d'un peu de 40 kHz. Après division par 400, il reste ainsi des traces de 10 et de 1 kHz, et c'est évidemment la fréquence la plus basse qui traverse le plus facilement le passe-bas de la boucle de phase, pour provoquer une modulation de phase à la sortie. Un filtrage est certainement possible, mais il sera généralement plus simple de choisir une fréquence de quartz qui permet une division directe.

La **figure 10** montre qu'une cascade de deux CD 4527 fournit, en fait, 5 fréquences différentes. Les deux sorties (0_1) du second étage ne délivrent pas des fréquences identiques, car elles ne sont pas exactement complémentaires, comme on avait pu le voir dans la **figure 2.** Les fréquences obtenues par les sorties TC sont issues d'une division directe, alors que les trois autres relèvent de l'artifice et présentent ainsi un spectre irrégulier.

Bande étroite et signaux horaires

Les raies parasites d'une synthèse artificielle de fréquence ne sont guère gênantes quand il s'agit d'une application à bande très étroite. Pour un récepteur de signaux horaires, par exemple, on n'a besoin que d'une bande passante d'une dizaine ou d'une vingtaine de Hz.

Pour recevoir l'émetteur de signaux horaires DCF (77,5 kHz), en démodulation synchrone directe, on peut ainsi partir d'un quartz de 4 MHz dont on multiplie, à l'aide de deux CD 4527, la fréquence par 0,62, ce qui donne 2,48 MHz. Puis, on divise par 32, pour obtenir 77,5 kHz.

France Inter émet aussi des signaux horaires, en permanence, et ces signaux ne perturbent pas l'audition radiophonique du fait qu'ils sont en modulation de phase. Mais ils ont l'inconvénient d'être provisoires. Cela s'explique par le fait suivant : France Inter a été, grâce à *A. Gabry,* du *CNET,* le premier à assurer un service régulier de données digitales. Il a été suivi par d'autres, le dernier en date semble être un est-allemand, sur 179 kHz, et qui travaille avec un flux de données plusieurs dizaines de fois plus grand que celui de France Inter. Il est donc facile à comprendre que France Inter utilise très mal ses possibilités digitales avec un flux de 1 bit par seconde, et qu'une modification est probable.

Cela signifie que les récepteurs France-Inter-PM que nous avions décrits dans le n° 22 d'*Electronique Applications,* pourraient avoir une utilisa-

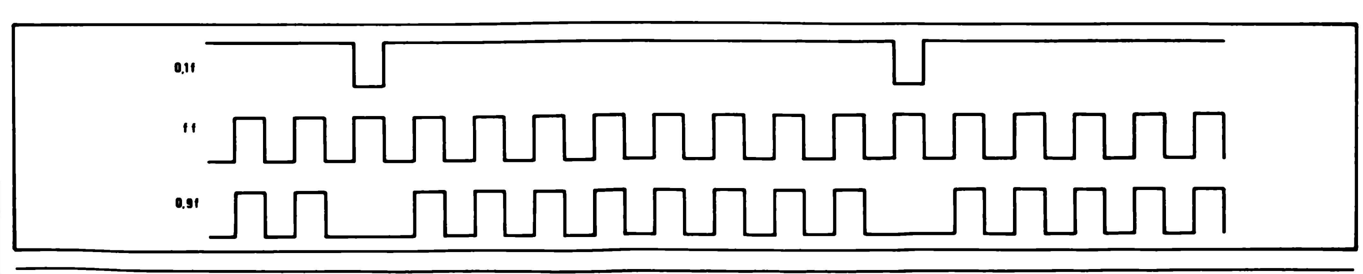


Fig. 9. – Pour multiplier par 0,9, le multiplicateur de taux effectue, en fait, une soustraction : 10 – 1.

tion étendue à autre chose que des signaux horaires.

L'un de ces récepteurs avait été conçu pour deux fréquences de réception, 163,84 kHz, la fréquence actuelle de France Inter, et 162 kHz, fréquence que cet émetteur devra occuper dès février 1986. Pour éviter toute commutation, ce récepteur utilisait un oscillateur local de 162,92 kHz et une fréquence intermédiaire de 920 Hz, de façon que l'une des fréquences de réception soit l'image de l'autre.

Pour que les fréquences d'oscillation et intermédiaire puissent être obtenues par division directe, il fallait, avec les valeurs citées, un quartz de 7494,32 kHz, non seulement introuvable dans le commerce, mais aussi très peu commode pour une utilisation « fréquence étalon ». En effet, France Inter est un excellent étalon de fréquence, car sa porteuse est obenue par une horloge atomique. Cependant, c'est plutôt d'une fréquence de valeur ronde dont on voudrait disposer en pareil cas.

La chose est parfaitement possible avec le principe évoqué dans la **figure 11** et qui fait appel à deux multiplicateurs de taux, de quatre et de deux étages, respectivement. Cela mène à un nombre de boîtiers qui dépasse légèrement celui de la solution originale, laquelle avait aussi l'avantage d'une plus grande pureté spectrale.

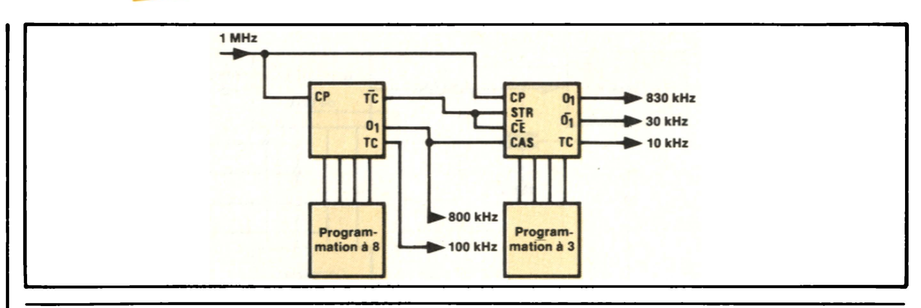


Fig. 10. – Avec une cascade de deux circuits, on obtient cinq nouvelles fréquences dont trois sont suffisamment « synthétiques » pour nécessiter souvent un filtrage complémentaire.

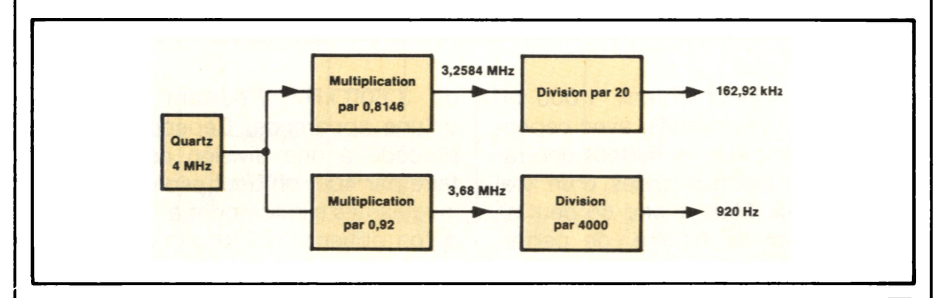


Fig. 11. – Pour obtenir deux fréquences assez particulières (récepteur signaux horaires France Inter) à partir d'un quartz standard, il n'y a qu'à... « ratemultiplier ».

Bien que ce dernier point ne soit guère important, pour l'application envisagée, le multiplicateur de taux a pu vous paraître, dans ce qui précède, un peu comme le synthétiseur de fréquence du pauvre. Tout comme vous avez peut-être tendance à le qualifier de multiplicateur du pauvre, ou de convertisseur D/A du pauvre.

Mais c'est cela, justement, son avantage ! Car hélas, tout le monde n'est pas riche.

H. Schreiber

Annexe : « anatomie » du HEF 4527B (RTC)

Le circuit intégré HEF 4527B est un multiplicateur (taux BCD) avec deux sorties bufférisées (O_1 et $\overline{O_1}$), deux sorties de retenue bufférisées (TC et $\overline{TC}$), quatre entrés de sélection de taux BCD (S_A, S_B, S_C, S_D), une entrée d'horloge commune (CP), une entrée de prépositionnement (PL), une entrée asynchrone de remise à zéro prioritaire (CL), une entrée de « strobe » (STR), une entrée de mise en cascade (CAS) et une entrée de validation de comptage, active à l'état BAS ($\overline{CE}$).

Le multiplicateur (taux BCD) fournit en sortie un nombre d'impulsions basé sur le nombre BCD programmé en entrée. En supposant que le nombre BCD soit 6, on obtient six impulsions de sortie pour dix impulsions d'horloge en entrée. La sortie est active sur le front descendant de l'horloge.

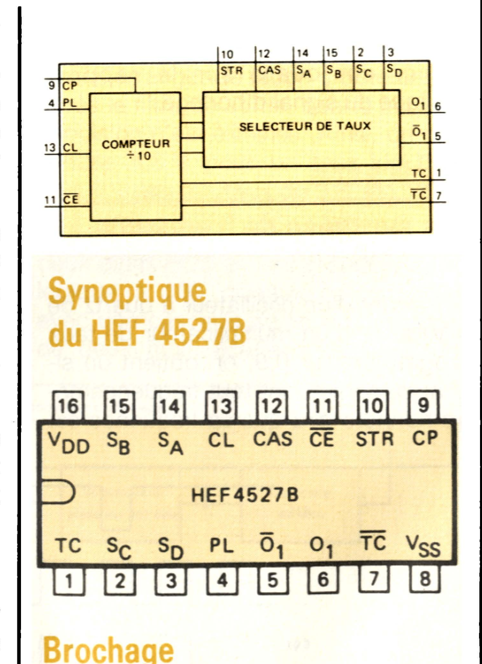
Lorsque $\overline{CE}$, STR, CAS, CL et PL sont à l'état BAS, les impulsions programmées sont présentes aux sorties O_1 et $\overline{O_1}$, celles des retenues aux sorties TC et $\overline{TC}$.

Un niveau HAUT sur CL remet le compteur à zéro quel que soit l'état de toutes les autres entrées, et un train de dix impulsions est disponible en O_1 et $\overline{O_1}$ si SD est à l'état HAUT. Lorsque $\overline{CE}$ est à l'état HAUT, le compteur est invalidé, l'état des sorties (O_1, $\overline{O_1}$) dépend du contenu du compteur.

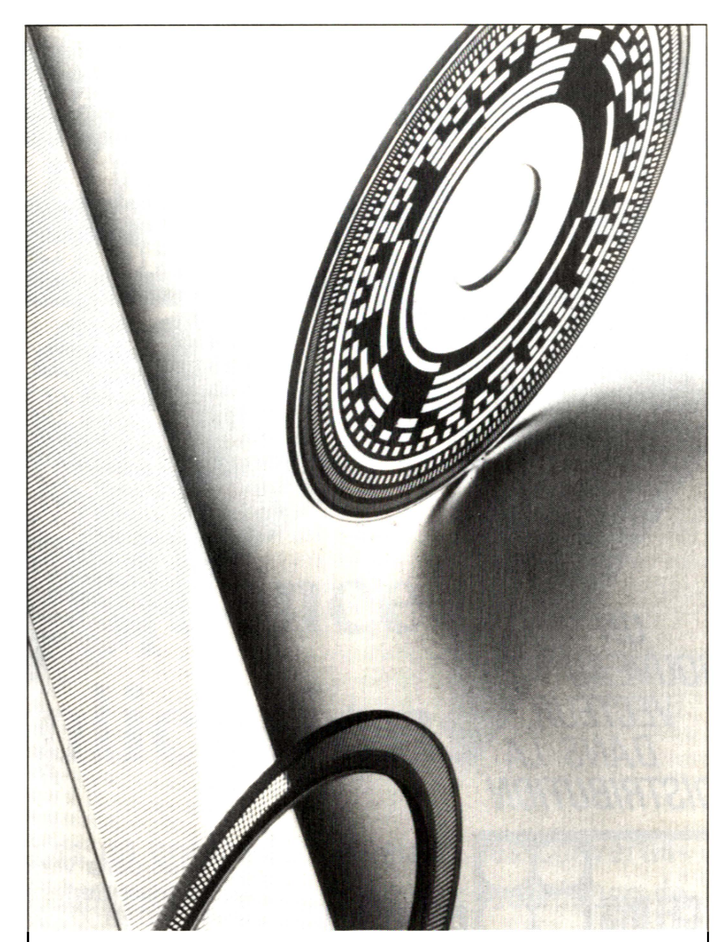
Un niveau HAUT sur PL met le compteur à l'état « 9 » et TC passe à l'état HAUT.

Un niveau HAUT sur STR inhibe les sorties O_1 et $\overline{O_1}$. Un niveau HAUT sur CAS force la sortie O_1 à l'état HAUT, tandis que l'état de $\overline{O_1}$ dépend des entrées S_A et S_D.

L'action du trigger de Schmitt de l'entrée d'horloge confère au circuit une tolérance exceptionnelle pour des temps de montée et de descente plus lents.



SERVICE-LECTEURS N° 39



SERVICE-LECTEURS N° 40

Où Heinrich Hertz profite des acquis d'Allessandro Volta...



Les convertisseurs tension-fréquence et leurs applications

Lorsque le temps de conversion n'est pas un critère fondamental, les convertisseurs tension-fréquence s'avèrent nettement compétitifs par rapport aux techniques de conversions conventionnelles, notamment les convertisseurs par approximations successives ou à double rampe.

Cet état de fait s'explique par les excellentes performances inhérentes aux convertisseurs V-F actuels, particulièrement en ce qui concerne la résolution et la non-linéarité. De plus, leur mode de sortie série en fait le dispositif idéal pour la transmission de données analogiques.

Principe de fonctionnement

Un convertisseur tension-fréquence ou courant-fréquence est un dispositif qui convertit une tension ou un courant analogique d'entrée en un train d'impulsions de durée et d'amplitude constantes dont la cadence est directement proportionnelle à l'amplitude de la tension ou du courant d'entrée.

Pour une tension d'entrée arbitraire V_i comprise entre 0 et + V_{max} et une fréquence maximale f_{max} correspondant à la valeur de fond d'échelle, la fréquence du train d'impulsions à la sortie d'exprime par :

$$f = f_{max} \cdot \frac{V_i}{V_{max}}$$

dans laquelle V_{max} est généralement égal à + 10 V et f_{max} = 10 ou 100 kHz.

Il existe de très nombreuses méthodes pour réaliser une conversion V-F, aussi nous nous limiterons à la description des techniques de base les plus représentatives.

Le schéma de principe d'un convertisseur tension-fréquence des plus usuels est représenté à la **figure 1.** Il se compose essentiellement d'un intégrateur (A1), d'une source de courant commutable (I), d'un comparateur (A2) et d'un monostable de précision (MN).

Pour étudier le fonctionnement de ce circuit, on suppose que la sortie du monostable est à l'état « 0 », de sorte que le commutateur analogique S aiguille la source de courant I vers la sortie de l'intégrateur A1.

Pendant la période d'intégration, la tension d'entrée positive développe un courant $I_i = \frac{V_i}{R_i}$.

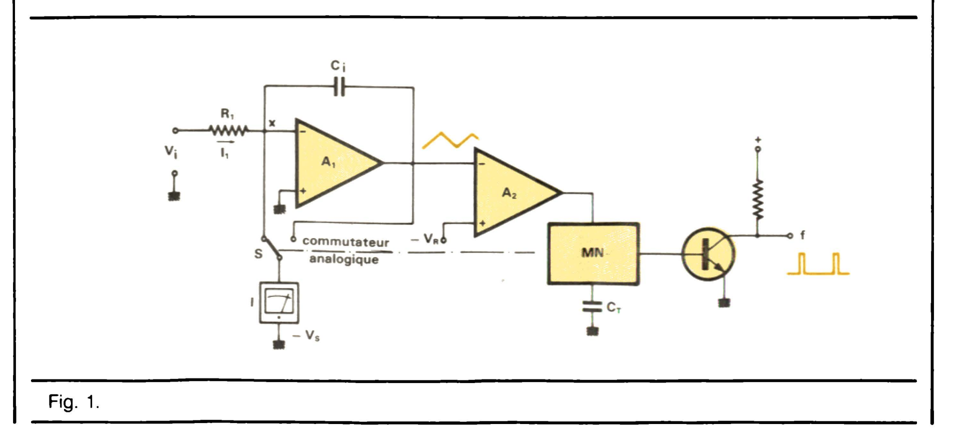


Fig. 1.

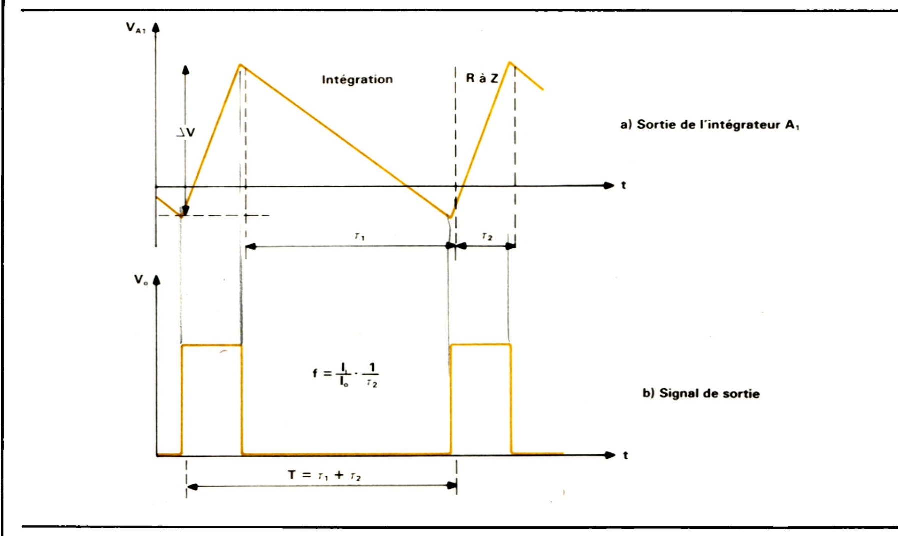


Fig. 2.

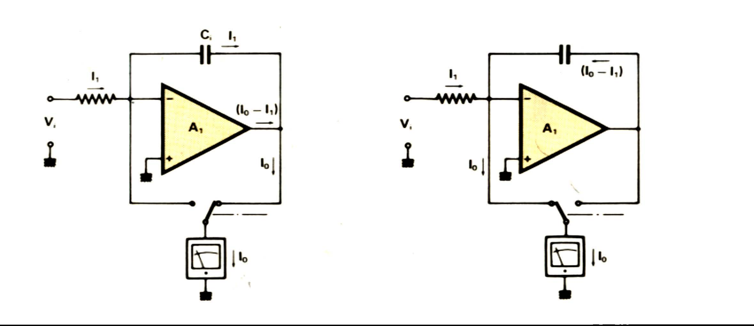


Fig. 3.

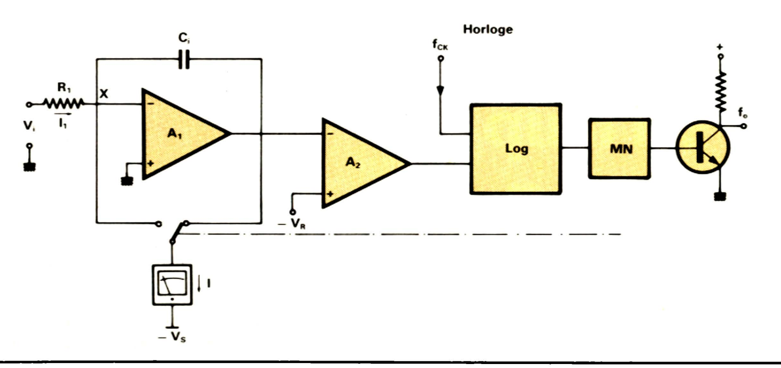


Fig. 4.

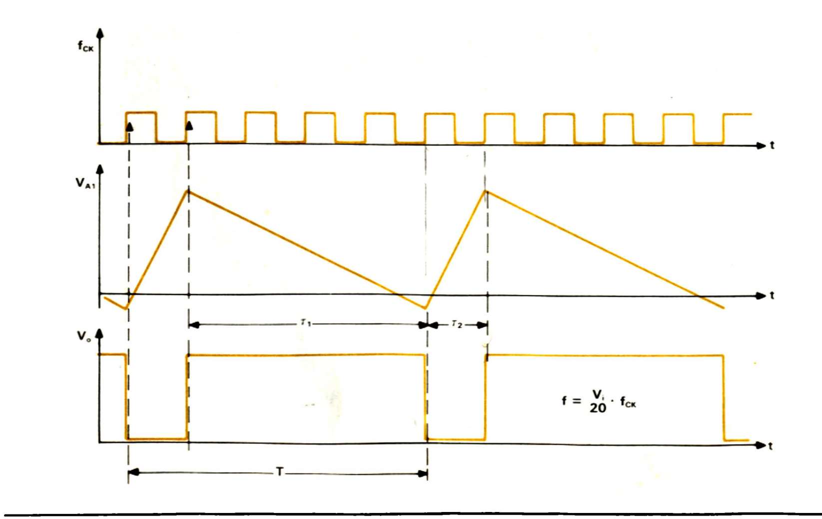


Fig. 5.

qui charge la capacité d'intégration C_i, de sorte qu'une rampe négative apparaît à la sortie de A1 **(fig. 2)**.

Lorsque la rampe atteint la valeur de seuil du comparateur A2, celui-ci bascule et déclenche le monostable, dont la durée de basculement t_2 est fixée par la capacité C_T.

Lorsque la sortie du monostable égale « 1 », le commutateur S aiguille la source de courant vers le nœud de sommation X. Le condensateur C_i se décharge pendant la période t_2 avec une pente égale à :

$$\frac{(I_o - I_i)}{C_i}$$

A la fin de la période t_2, la source de courant est de nouveau commutée et C_i est une fois de plus rechargé par I_i.

Durant ces deux périodes, le courant de sortie de l'amplificateur est identique, comme le montrent les circuits équivalents de la **figure 3.**

Si I_i est constant, la quantité d'électricité

$$\frac{I_i \cdot t_1}{C_i}$$

acquise durant la charge est égale à celle restituée durant la décharge :

$$\frac{(I_o - I_i)}{C_i} \cdot t_2$$

Par conséquent, on peut écrire :

$$I_i \cdot t_1 = (I_o - I_i)\, t_2$$

d'où : $t_1 = t_2 \left(\frac{I_o}{I_i} - 1\right)$

La fréquence de sortie qui est égale à l'inverse de $t_1 + t_2$ peut donc s'exprimer par :

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{I_i}{I_o} \cdot \frac{1}{t_2}$$

dans laquelle : $I_i = \frac{V_i}{R_i}$

Le rapport cyclique du convertisseur V-F est déterminé par la relation entre la durée de l'impulsion t_2 issue du monostable et la période $t_1 + t_2$.

$$\delta = \frac{t_2}{t_1 + t_2}$$

or $\frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{I_i}{I_o} \cdot \frac{1}{t_2}$

par conséquent : $\delta = \frac{I_i}{I_o}$.

Un rapport cyclique inférieur à 50 % est recommandé, afin d'obtenir une meilleure linéarité.

Les valeurs usuelles sont 0,5 mA max pour I_i, ce qui équivaut à 10 V dans 20 kΩ et 100 µs pour t_2 avec f_{max} = 10 kHz.

Dans ce type de circuit, la valeur de la capacité d'intégration n'influe pas sur la fréquence de sortie. De ce fait, une grande marge de tolérance peut être admise pour la valeur de C_i. Cependant, ce condensateur nécessite un bon coefficient d'absorption diélectrique et doit être du type polycarbonate, polystyrène ou téflon.

Par contre, la période t_2 du monostable est critique et C_T sera choisi avec une tolérance étroite, ainsi qu'un faible coefficient de température, afin de minimiser les erreurs de gain et de dérive. Un condensateur au niveau de tolérance ⩽ à ± 1 % convient parfaitement.

Une autre méthode consiste à utiliser un convertisseur V-F de type synchrone, dont les performances ne sont pas tributaires des critères de stabilité inhérents au montage précédent.

Le schéma ne se différencie que par l'adjonction d'une logique insérée entre le comparateur et le monostable **(fig. 4)**.

Le fonctionnement de ce circuit peut se résumer comme suit : la tension d'entrée V_i génère dans la résistance R_i un courant I_i qui charge la capacité d'intégration C_i. L'intégrateur A1 génère ainsi une rampe négative qui, lorsqu'elle atteint la valeur de seuil du comparateur, fait basculer ce dernier.

De ce fait, la transition négative de l'horloge externe rend active la logique de contrôle, de sorte que la transition positive permet à la fois d'activer le circuit de sortie et de basculer la source de commande en sens inverse, ce qui a pour effet d'inverser le sens de la rampe.

En effet, étant donné que le courant d'entrée I_i de fond d'échelle est de 0,5 mA et que la source de courant égale 1 mA, la résultante des courants au point X est toujours telle que le sens de la rampe s'inverse.

La transition positive suivante de l'horloge met fin à la période de remise à zéro et fait basculer la sortie dans son état initial.

Comme on peut le remarquer sur le diagramme de la **figure 5**, la durée de la remise à zéro, de même que la

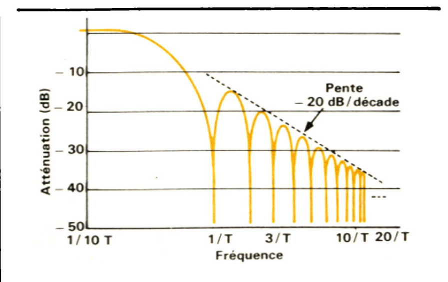


Fig. 6.

durée de l'impulsion de sortie, égalent la période du signal horloge.

Dans ce mode de fonctionnement, lorsque $I_i = I_{max}$, le courant de charge de la capacité d'intégration I_i est égal au courant de décharge $I_o - I_i$ mais en sens opposé ; il en résulte que la rampe positive et la rampe négative sont toutes deux égales à une période de l'horloge, de sorte que la fréquence maximale du signal de sortie sera égale à la moitié de la fréquence horloge f_{CK}.

De ce fait, si l'on postule un signal d'entrée de 0 à + 10 V, la fonction de transfert de ce type de convertisseur peut être exprimée par :

$$f_o = \frac{V_i}{20} \cdot f_{ck}$$

Dans cette configuration, étant donné que la durée de remise à zéro de l'intégrateur est fixée par l'horloge externe, la précision de la conversion n'est plus affectée par les variations de la capacité C_T inhérentes au montage de la **figure 1**.

De plus, étant donné que l'impulsion de sortie n'apparaît que sur les transitions positives de l'horloge, il est clair que la fréquence du signal de sortie ne peut qu'être un sous-multiple de la fréquence horloge.

La tension d'entrée V_i est donc liée au rapport existant entre le nombre d'impulsions à la sortie (N) et le nombre d'impulsions d'horloge (M) pour une même unité de temps.

Ainsi, V_i peut s'exprimer par la relation :

$$V_i = 20 \cdot \frac{N}{M}$$

La conversion de la valeur analogique en valeur numérique consiste à compter le nombre d'impulsions à la sortie pendant une certaine unité de temps.

Une solution simple consiste à fixer la période de comptage par un multiple de la fréquence horloge, cette période déterminant la résolution du système.

Par exemple, si l'on désire une résolution de 1/1000, la période de comptage comprendra 2 000 impulsions d'horloge nonobstant que la période minimale est égale à 1/2 f_{ck}.

Etant donné que ce système n'est pas affecté par les variations de paramètres de composants extérieurs, ces performances sont donc essentiellement tributaires des composants internes.

De plus, la stabilité de l'horloge externe n'est pas critique ; en effet, de petites variations de f_{ck} n'affectent pas le rapport N/M. De ce fait, un simple oscillateur R-C peut être utilisé pour piloter un tel convertisseur.

Une horloge stable n'est cependant pas dénuée d'intérêt dans ce système, la période de comptage correspondant à la période d'intégration du signal d'entrée ; si ce dernier est entaché de bruit, il est recommandé de choisir une période d'intégration égale au multiple de la période du signal à éliminer.

Comme le montre le graphique de la **figure 6**, l'atténuation d'une fréquence donnée est maximale lorsque

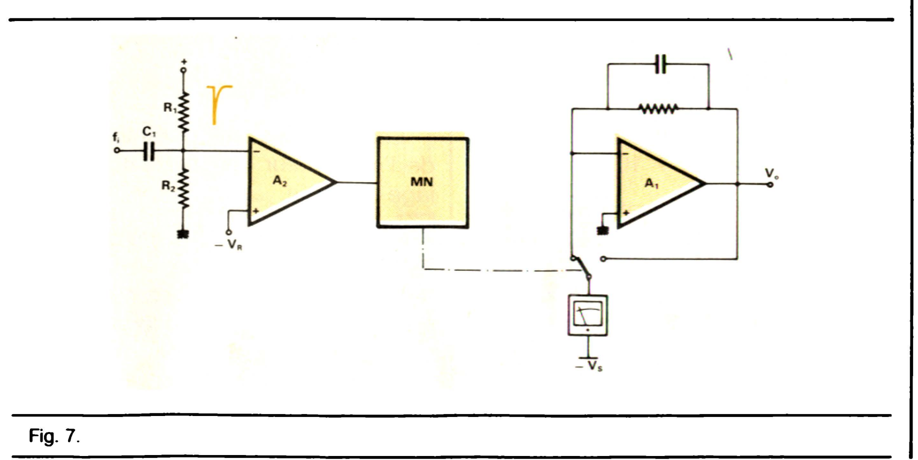


Fig. 7.

le temps de conversion est égal à la période du signal ou un multiple de celle-ci.

Par exemple, pour un signal d'entrée perturbé par le 50 Hz du réseau, il est souhaitable de choisir un temps de conversion de n · 1/50ᵉ s.

Conversion fréquence-tension

En modifiant légèrement le schéma de la **figure 1**, il est possible de réaliser une conversion fréquence-tension (F-V) comme le montre la **figure 7**.

Le principe de fonctionnement précédemment décrit pour la conversion V-F reste valable.

Toutefois, dans cette configuration, pour une fréquence d'entrée constante, il subsiste à la sortie de l'intégrateur A1 une légère ondulation résiduelle, de même fréquence que le signal d'entrée, qui ne peut être éliminée totalement étant donné qu'elle est inhérente au principe même de la conversion.

Afin de pallier ce défaut, il peut être fait usage d'une filtre passe-bas associé à l'intégrateur de sortie **(fig. 8)**.

S'il est fait usage d'un convertisseur F-V à horloge externe, la valeur moyenne du signal de sortie est fixée par C_i et le signal de sortie peut être exprimé par la relation :

$$V_o = 20 \cdot \frac{f_i}{f_{ck}}$$

Performances des convertisseurs V-F

a) Plage de fréquences

Les convertisseurs les plus usuels ont une plage de fréquences variant de 0 à 10 kHz, 0 – 100 kHz et 0 – 1 MHz pour une tension d'entrée comprise entre 0 et + 10 V.

Au-delà de cette limite fixée par le constructeur, le bon fonctionnement du système n'est plus assuré ; toutefois, il faut souligner que pour les convertisseurs à horloge externe,

$$f_{max} = \frac{f_{ck}}{2}$$

pour $V_i \geqslant V_{max}$

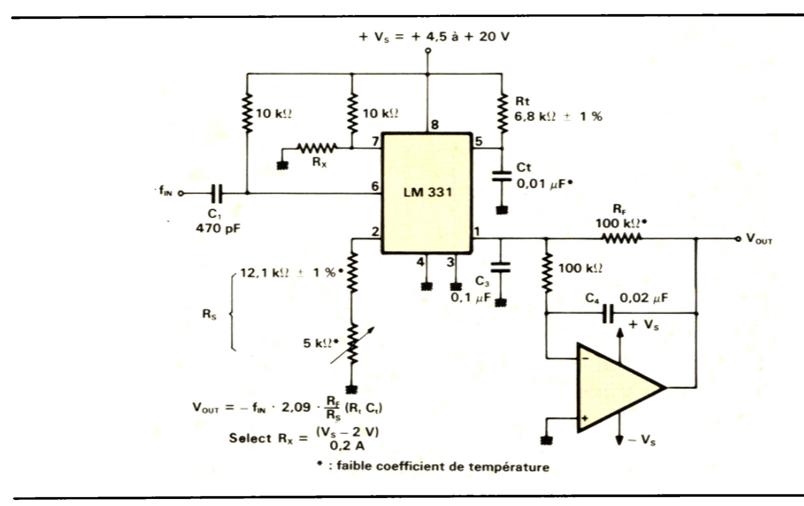


Fig. 8.

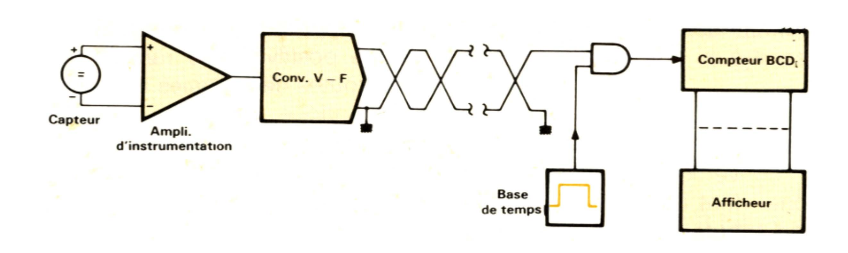


Fig. 9.

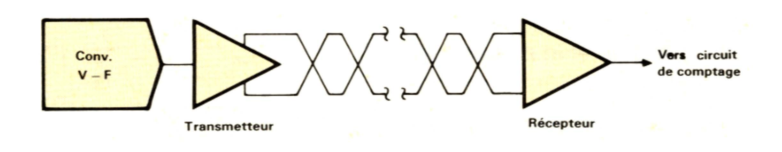


Fig. 10.

b) Non-linéarité

La non-linéarité est définie comme étant la déviation maximale de la fonction de transfert par rapport à une droite théorique tracée entre 0 et f_{max}.

Elle s'exprime en % de f_{max} et est de l'ordre de 0,005 % pour un convertisseur V-F de 0 – 10 kHz et 0,05 % pour un convertisseur 0 – 100 kHz.

c) Décalage (offset)

Les tensions et courants d'entrée de l'intégrateur introduisent un décalage en sortie.

Cet effet peut être minimisé par l'adjonction d'un réglage d'offset extérieur, permettant d'obtenir une fréquence nulle en sortie, lorsque le signal d'entrée vaut 0.

d) Calibration

L'erreur de calibration est définie comme étant l'écart entre la fonction de transfert réelle par rapport à la droite théorique tracée entre 0 et f_{max}.

Cette erreur, généralement comprise entre 1 à 10 % de pleine d'échelle, peut être compensée par ajustement d'un composant extérieur.

e) Température

De même que pour les autres circuits intégrés, il existe trois plages de température pour les convertisseurs V-F suivant leur domaine d'application :

- Grand public : 0 à + 70 °C
- Industriel : – 25 à + 85 °C
- Militaire : – 55 à + 55 °C

Dans la plupart des modèles, la stabilité de calibration est inférieure à 100 pp.m/°C et la stabilité de l'offset inférieure à 100 µV/°C.

Limitations des convertisseurs V-F

Si les convertisseurs V-F ont de multiples avantages, il faut toutefois tenir compte de certaines restrictions inhérentes à leur principe, particulièrement lorsqu'ils sont utilisés pour la transmission de données :

a) La vitesse de conversion est lente pour les signaux de faible amplitude, en fait elle est déterminée par la f_{max} de pleine échelle et l'amplitude du signal à mesurer.

$$T_{conv.} = \frac{V_{fe}}{V_i} \cdot \frac{R_{és}}{f_{max}}$$

Ainsi, pour un convertisseur V-F de 10 kHz à fond d'échelle, utilisé pour mesurer une tension d'entrée de 0 à + 2,5 V avec une résolution de 1 / 1000, le temps de conversion est :

$$\frac{10}{2,5} \cdot \frac{10^3}{10^4} = 0,4 \text{ seconde}$$

Pour augmenter la vitesse de conversion dans l'exemple précité, deux solutions sont envisageables :

– utiliser un convertisseur V-F plus rapide, par exemple un 100 kHz, permettant de diminuer le temps de conversion par un facteur 10 ;

– se connecter à l'entrée courant du convertisseur au moyen d'une résistance appropriée afin de convertir V_i (2,5 V en l'occurrence) en I_i max (0,5 mA dans notre cas), ce qui réduit le temps de conversion par un facteur de 4.

b) Ils nécessitent un compteur associé à une base de temps pour l'interprétation de la sortie sous forme numérique, la capacité de ce compteur étant une fonction directe de la résolution souhaitée.

Dans notre exemple, le compteur sera donc constitué de trois décades.

Applications des convertisseurs V-F

Le domaine d'utilisation des convertisseurs V-F est extrêmement large et diversifié. Toutefois, l'un de ses principaux attraits réside dans sa facilité de conversion analogique-numérique sous forme de transmission série.

Ainsi, lorsqu'un capteur à bas niveau se trouve éloigné de l'unité centrale réalisant le traitement de données, les problèmes d'immunité au bruit ainsi que la réjection du mode commun se présentent dans toute leur acuité.

Une solution élégante consiste à utiliser un convertisseur V-F à proximité du capteur et transférer le train d'impulsions sous forme série dans un compteur dont le contenu sera pris en charge par l'unité de traitement **(fig. 9)**.

Si la distance entre le capteur et le centre de traitement est relativement grande, il est préférable d'utiliser une transmission en mode différentiel sur paire torsadée comme représenté à la **figure 10**.

Lorsque l'isolation galvanique est un critère prépondérant (milieux industriels, parasites, mode commun élevé, etc.), il peut être fait usage d'un coupleur opto-électronique pour réaliser l'interface avec l'unité centrale, **figure 11**.

Conversion analogique/numérique avec CV-F

Le schéma de principe d'une conversion A-N faisant usage d'un convertisseur V-F, synchrone, est représenté à la **figure 12**. Ce système comporte une horloge, un diviseur par M, le convertisseur V-F proprement dit, un compteur N et une logique de commande.

Sous cette forme, la valeur numérique affichée par le compteur est déterminée par la relation :

$$f_{max} = f_{ck} \cdot \frac{N}{M}$$

Si M est constitué par un diviseur par 4000, N devra disposer d'une résolution de 2000 points.

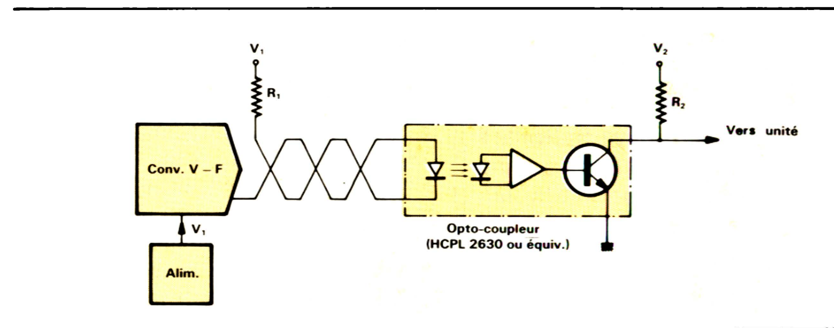


Fig. 11.

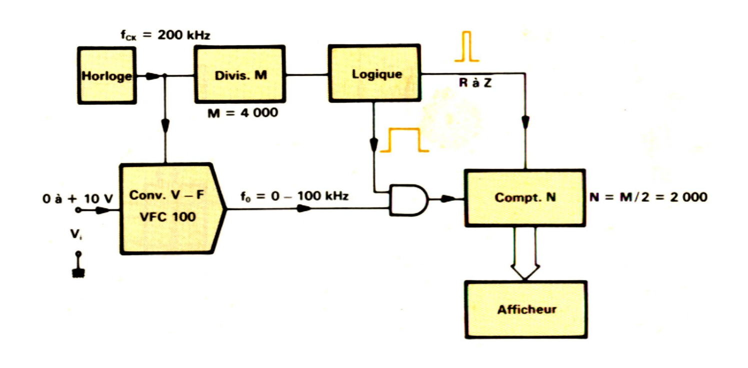


Fig. 12.

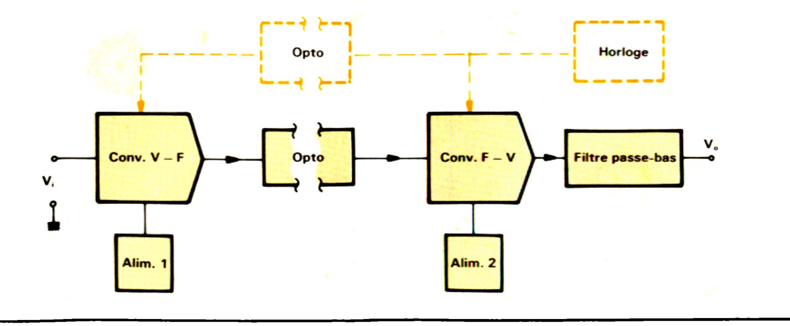


Fig. 13.

Transmission de données analogiques avec isolation galvanique

Etant donné que ce type de convertisseur peut être utilisé dans les deux configurations V-F et F-V, cette particularité peut être utilisée pour réaliser l'isolation galvanique d'un signal analogique, tout en maintenant une précision de conversion élevée.

Cette technique est particulièrement intéressante non seulement pour assurer la sécurité lorsque le signal à mesurer se trouve dans un environnement à haute tension, mais également afin d'améliorer la réjection de bruit dans un milieu hautement perturbé.

Le schéma de principe d'un tel système est représenté à la **figure 13.** Lorsqu'il est fait usage de convertisseur synchrone à horloge externe, cette dernière pilote à la fois le convertisseur V-F par l'intermédiaire d'un opto-coupleur et le convertisseur F-V, ce afin de minimiser les erreurs de conversion.

La liaison entre le convertisseur V-F et le F-V s'effectue elle aussi à partir d'un opto-coupleur rapide.

La tension résiduelle de conversion issue du convertisseur F-V est largement atténuée par un filtre passe-bas adéquat.

Acquisition de données par microprocesseurs

Un microprocesseur peut être utilisé pour le traitement de données émanant de capteurs multiples, comme représenté à la **figure 14.**

Dans ce système, les signaux émis par les différents convertisseurs V-F sont transmis par l'intermédiaire d'un interface (récepteur différentiel, opto-coupleur, fibre optique, etc.) aux entrées d'un démultiplexeur qui sélectionne le point à convertir à partir du bus d'adresse périphérique, soit un maximum de 256 entrées pour un octet.

Le fonctionnement est le suivant. Le processeur transmet au périphérique de conversion l'adresse du point à convertir, cette adresse est décodée et mémorisée autorisant ainsi le transfert des impulsions issues du point sélectionné vers le compteur ; lorsque le compteur est rempli, la logique envoie vers l'unité centrale une requête qui, si elle est acceptée, génère un ordre de lecture ayant pour effet de transférer le contenu du compteur soit vers l'unité centrale, soit vers la mémoire, suivant le traitement envisagé. Si on se limite à une résolution de 1/256, la vitesse de scrutation maximale peut être de 2,5 ms pour un convertisseur V-F 10 kHz et 250 µs pour un 100 kHz.

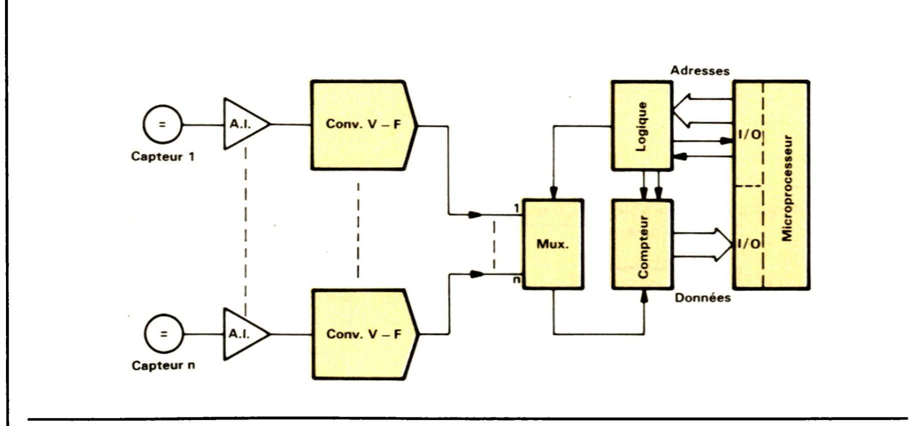


Fig. 14.

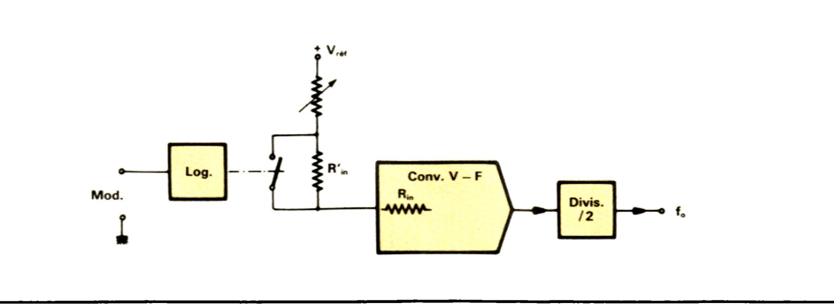


Fig. 15.

Modulateur FSK

Un modulateur FSK (Frequency Shift Keying) peut être réalisé aisément à partir du schéma de la **figure 15.**

Dans ce circuit, la fréquence de sortie est commutée par le commutateur analogique S, piloté par le signal du modulateur.

Ainsi, pour un signal « 1 » à l'entrée, S est fermé, la résistance R'_i est court-circuitée et la fréquence de sortie égale f_s ; tandis que pour un état « 0 » à l'entrée, la fréquence de sortie égale f_i. Le diviseur par 2 a pour fonction de délivrer un signal carré à la sortie. La fréquence utile est donc égale à la moitié de la fréquence du convertisseur V-F. Si un signal sinusoïdal est souhaité, il suffit d'adjoindre un filtre passe-bas d'ordre approprié.

Mesure du rapport entre deux tensions

Une des principales difficultés dans le traitement des signaux analogiques consiste en la mesure du rapport entre deux tensions.

Cette difficulté peut être contournée en utilisant deux convertisseurs V-F comme représenté à la **figure 16.**

Dans cette configuration, le signal V1 est converti en un train d'impulsions qui est emmagasiné dans le compteur, tandis que le signal V2 est utilisé après traitement numérique, comme base de temps du système.

La grandeur numérique à la sortie est exprimée par la relation :

$$X = 2\,N \cdot \frac{V1}{V2}$$

dans laquelle N représente le rapport de division du diviseur associé à V2.

Si l'on utilise des convertisseurs V-F de 0 - 10 kHz et un diviseur par 500, la valeur numérique peut avoir un rapport dynamique de 1 à 1000.

Intégrateur à long terme

Un convertisseur V-F peut, lorsqu'il est associé à un compteur, constituer un intégrateur à long terme de haute précision.

Pour réaliser une intégration avec un convertisseur V-F, il suffit de lui

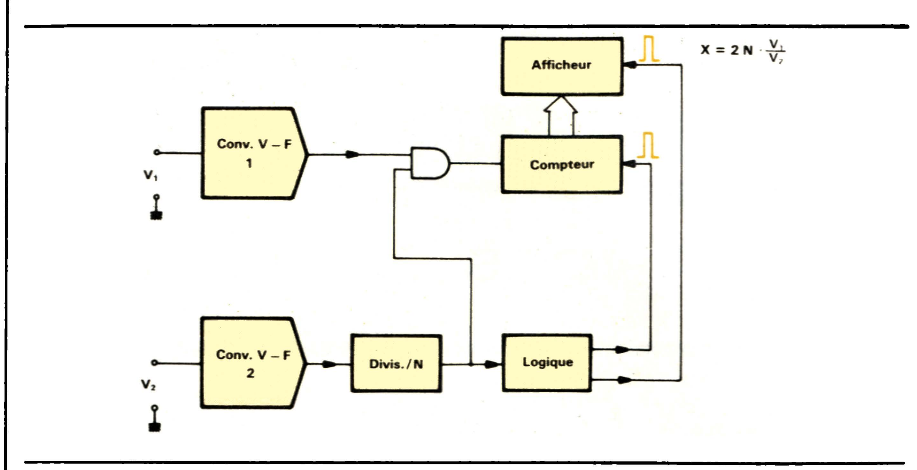


Fig. 16.

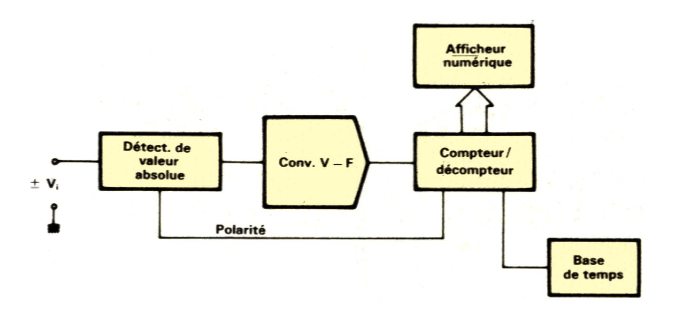


Fig. 17.

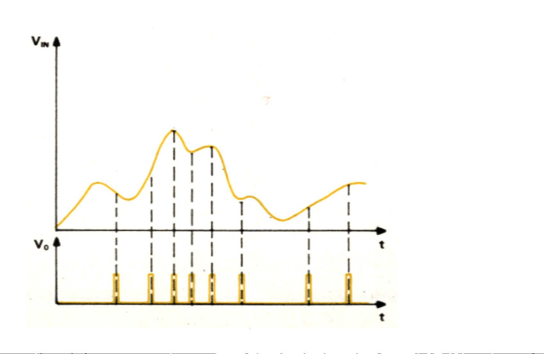


Fig. 18.

Type	Fabricant	Fréq. kHz	Non lin. % FS	Décal. (offset) mv	Erreur de cal. % FS	Coeff. temp. ppm/°C	Plage d'alim. V	Observations
AD 450 K	Analog Devices	0-10	± 0,005	± 5	ajust.	± 25	± 12 à 18	Perf. gar. de 0 à + 70°
VFC 42 B	Burr. Brown	0-10	± 0,01	± 0,2	0,2	± 100	± 9 à 20	
VFQ-1R	Datel	0-10	± 0,25	± 50	10	± 40	± 4 à 7,5	I_{IN} 0 à + 10 μA
RV 4152	Raythéon	0-10	± 0,05	± 10	ajust.	± 150	± 7 à 18	Opère à 100 kHz
4727	Télédyne Philbrick	0-10	± 0,005	± 3	0,5	± 50	± 12 à 18	
AD 5375	Analog Devices	0-100	± 0,1	± 2	± 5	± 150	± 5 à 18	Version MIL
VFC 32 BM	Burr. Brown	0-100	± 0,05	± 4	± 5	± 100	± 11 à 20	Plus. fabriqué
LM 231	N.S.	0-100	± 0,03	± 14	ajust.	± 150	+ 4 à 40	
4733-3	Télédyne Philbrick	0-100	± 0,005	0,05 % FS	0,5	± 20	± 9 à 18	Version MIL
AD 650 S	Analog Devices	0-1000	± 0,1	4	5 aj.	100	± 9 à 20	Version MIL
VFC 100 AG	Burr. Brown	0-1000	± 0,025	3	1	100	± 7,5 à 28	Horloge externe
4719	Télédyne Philbrick	0-1000	± 0,02	0,05 % FS	± 0,5	50	9 à 18	Hautes performances

Tableau 1.

appliquer une tension d'entrée, puis de compter le nombre d'impulsions ; celui-ci, emmagasiné dans un compteur, est directement proportionnel à l'intégrale de V_i, pendant une période arbitraire de temps limitée seulement par la capacité du compteur.

Le circuit de la **figure 17** représente un intégrateur à long terme avec dispositif d'affichage numérique.

Il comporte un amplificateur d'entrée et un convertisseur V-F de 0 à 10 kHz, associé à un diviseur par 10 000 suivi d'une cascade de compteurs BCD avec afficheurs numériques.

Ce compteur reçoit une impulsion/seconde pour V_i max, c'est-à-dire 10 V à la sortie de l'amplificateur. Par conséquent, 9999 secondes seront nécessaires pour atteindre le fond d'échelle.

On peut dire également que chaque impulsion de sortie correspond à 1 mV/s. du signal d'entrée **(fig. 18)**.

La valeur numérique est donc une représentation directe du temps d'intégration. L'intégrale du signal d'entrée étant égale au nombre d'impulsions contenues dans le compteur, multiplié par 1 mV/sec.

Ce système est particulièrement intéressant lorsqu'on désire connaître la valeur moyenne d'un signal ayant une grande dynamique, pendant un laps de temps relativement long.

A titre indicatif, le **tableau 1** donne les caractéristiques fondamentales des convertisseurs V-F les plus courants utilisables dans les applications industrielles.

Ch. Burniaux

Bibliographie

– B. Moore : Voltage to frequency counters, AN-25 *Raytheon*, Oct. 1, 1981.

– P. Pinter et D. Timm : Voltage to frequency converters, *EDN*, Sept. 5, 1977.

– XX : Linear V-F converter chip invades module territory, *Electronic Design*, Feb. 23, 1984.

– T. Anderson et B. Trump : Clocked V-F converter, *Electronic Design*, Sept. 6, 1984.

SERVICE-LECTEURS N° 43



Mesure automatique du comportement thermique des semi-conducteurs de puissance

L'utilisation optimale des semi-conducteurs de puissance implique la prédétermination et la maîtrise de la température de jonction du composant. Il est donc indispensable, pour l'utilisateur, de connaître le comportement thermique des semi-conducteurs mis en œuvre : ce comportement est caractérisé par la résistance thermique jonction-boîtier que fournit le constructeur dans les spécifications de ses composants.

Cet article décrit la méthode mise au point par le Laboratoire d'Engineering « Test Final Composants de Puissance » de Motorola Semiconducteurs à Toulouse afin d'effectuer les mesures de résistance thermique, dans le cadre de la caractérisation des semi-conducteurs de puissance.

Rappel

Le fonctionnement d'un semi-conducteur de puissance entraîne la génération de pertes au niveau de la puce de silicium :

- Perte à l'état bloqué : $P_1 = V_{CE} \cdot I_{CEO}$.
- Perte à l'état saturé : $P_2 = V_{CEsat.} \cdot I_C$.
- Perte à la commutation : $P_3 = V_{CEsat} \cdot I_c \cdot T_{com} \cdot F$.
- Perte en régime linéaire : $P_4 = V_{CE} \cdot I_C$.

Pratiquement, avec les composants au silicium, les pertes à l'état bloqué sont négligeables par suite des faibles valeurs de I_{CEO} (de l'ordre de 100 μA à 1 mA).

La somme des pertes dans le transistor entraîne une élévation de la température de jonction du composant, limitant ainsi sa zone de fonctionnement.

Cette élévation de température est fonction de la nature des matériaux et de la technologie d'assemblage, ces deux éléments déterminant la faculté d'échange thermique du composant avec le milieu ambiant.

L'écoulement de la chaleur dans les matériaux n'étant pas spontanée, la température de jonction peut être à plus de 100 °C alors que le boîtier est toujours à la température ambiante (voir **fig. 1**).

Pour faciliter l'étude du comportement thermique des semi-conducteurs, l'on a été amené à modéliser le composant sous la forme de résistance et capacité thermique : la **figure 2** donne le modèle standard uti-



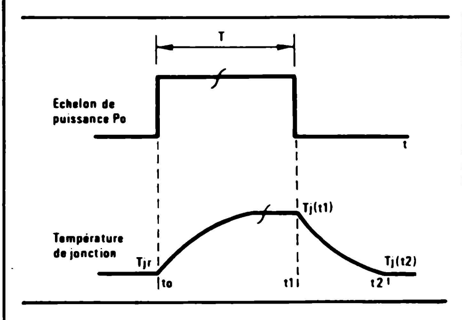


Fig. 1. – Constante thermique (régime dynamique).
$T_j(t_1) - T_{jr} = P_O : Z_\theta(t_1)$
$T_j(t_2) - T_{jr} = P_O \cdot [Z_\theta(t_2) - Z_\theta(t_2 - t_1)]$
$P_O = \frac{T_j(t_1) - T_{jr}}{Z_\theta(t_1)}$
avec Z_θ = impédance thermique et T_{jr} = température de jonction au repos.

lisé pour effectuer les calculs de résistance thermique.

La connaissance de la résistance thermique permet donc de quantifier l'élévation de température de la jonction et d'éviter l'emballement thermique, donc la destruction du composant en fonctionnement.

Des éléments qui précèdent, l'on déduit deux cas particuliers de la résistance thermique (voir **fig. 3**).

– La résistance thermique transitoire, lorsque la durée de l'échelon de puissance est inférieure à la constante de temps thermique du composant (notée Rt).

– La résistance thermique en régime établi, lorsque la durée de l'échelon de puissance est supérieure à Rt.

La mesure de la résistance thermique pour diverses durées de l'échelon de puissance permet de tracer la caractéristique thermique du composant.

Mesure

La mesure de la résistance d'un composant consiste à établir la relation entre la puissance dissipée sur la jonction et l'augmentation de température en résultant. Le tableau ci-après résume les méthodes de mesure possibles pour ce paramètre (liste non exhaustive).

L'établissement d'une carte thermique du composant est intéressante dans le cadre de la recherche de nouveaux matériaux : son analyse dépasse le cadre de notre étude sur la résistance thermique.

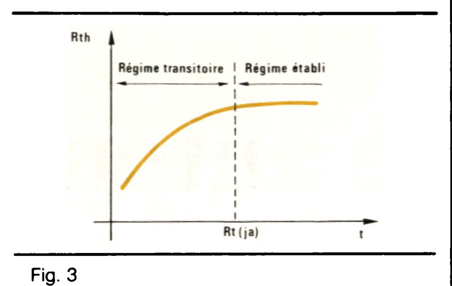


Fig. 3

Choix de la méthode

La méthode de mesure choisie devra répondre aux critères suivants :

1° Facilité de mise en œuvre.

2° Traitement des résultats par ordinateur.

3° Répétitivité.

4° Précision.

5° Non destructive.

La méthode par mesure des variations d'un paramètre du semi-conducteur sensible à la température a été choisie car elle offre le meilleur compromis par rapport aux critères de sélection.

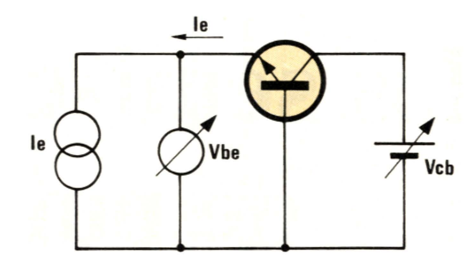


Fig. 4a. – Procédé de mesure de résistance thermique à puissance maintenue.
a) Le composant sous test est soumis à une puissance $P_1 = V_{cb1} \cdot I_e$ qui élève le boîtier à une température T_1. L'on mesure V_{be} dans ces conditions.
b) La température du boîtier est forcée à $T_2 < T_1$.
Avec I_c = constant, l'on augmente V_{cb} pour obtenir la même valeur de V_{be} que précédemment.
$R_{th} = \frac{T_1 - T_2}{I_c (V_{cb2} - V_{cb1})}$
Cette méthode, simple, n'est pas recommandée.

METHODES	COMMENTAIRES
Mesure par rayonnement infrarouge.	Permet une thermo-cartographie de la jonction. Mise en œuvre délicate.
Mesure par contact direct avec la jonction.	Difficile à utiliser : limites technologiques des thermo-couples.
Mesure par effet thermo-chimique.	Les colorants thermo-sensibles connus à ce jour ne permettent pas une précision suffisante.
Mesure par un paramètre du semi-conducteur sensible à la température.	Bonne précision - Facilité de traitement par ordinateur.

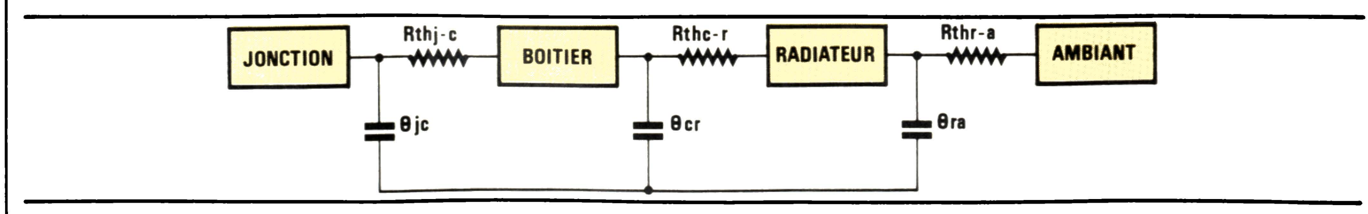


Fig. 2. – Modèle de calcul thermique. L'évacuation des calories générées par la puissance dissipée sur la jonction collecteur/émetteur s'effectue par le cheminement puce-boîtier, boîtier-radiateur, radiateur-ambiant. Par analogie avec les circuits électriques, l'on a qualifié chacun des points de passage des calories de résistance thermique (notée Rth), exprimée en °C/W (degré par watt). L'écoulement de la chaleur dans les matériaux n'étant pas spontané, l'on a représenté les constantes de temps thermiques par des condensateurs (notées θja, θcr, θra).

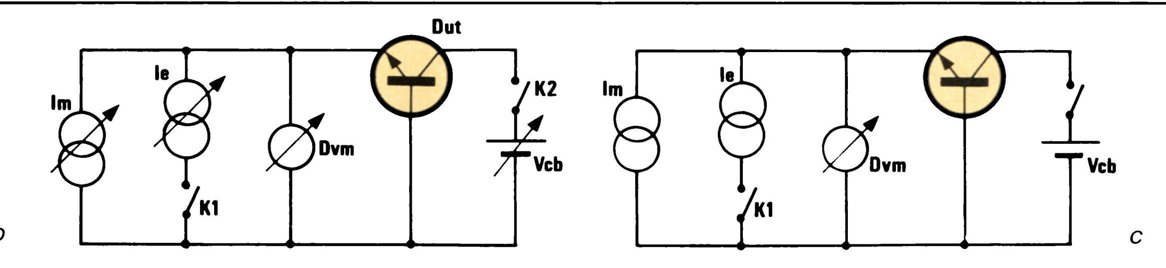


Fig. 4b. – Procédé de mesure par coupure de I_e/V_{cb}. Le boîtier du composant sous test est maintenu à une température constante. L'on mesure V_{be1} avec K_1 et K_2 ouverts. La puissance est appliquée en fermant K_1 et K_2. Après un temps T> Rt, l'on ouvre K_1/K_2 et l'on effectue la mesure de V_{be2}. L'on peut calculer la résistance thermique du composant. Cette méthode entraîne des erreurs par suite des variations de l'épaisseur de base active, variations entraînées par la coupure de V_{cb}. Note : DUT = composant sous test (« device under test »), D_{vm} = voltmètre numérique.

Fig. 4c. – Procédé de mesure par coupure du courant émetteur. Le boîtier du composant est maintenu à température constante. L'on effectue la mesure de V_{be1} avant l'application de la puissance, laquelle est appliquée pendant un temps T > Rt en fermant K_1. Après la suppression de la puissance, l'on mesure V_{be2}. La résistance thermique est donnée par :

$$R_{th} = \frac{V_{be1} - V_{be2}}{\theta_v\,(V_{cb} + V_{be\,on})\,(I_e + I_m)}$$

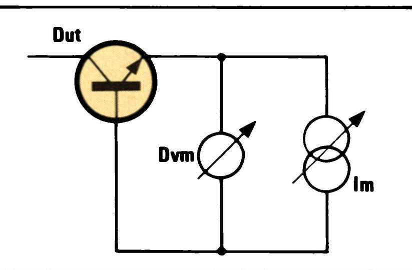


Fig. 5. – Mesure de la caractéristique $V_{be} = f\,(I_m)$. La température du boîtier est maintenue constante par immersion du composant dans un bain thermostaté. La mesure de V_{be} est effectuée en faisant varier le courant I_m.

Sélection du paramètre

L'ensemble des paramètres d'un semi-conducteur est sensible à la température. Pour mémoire :

- Courant de fuite I_{cbo}.
- Tenue en claquage BV_{cbo}.
- Gain statique H_{fe}.
- Gain dynamique h_{fe}.
- Tension directe V_{bc}.
- Tension directe V_{be}.

Des mesures effectuées sur ces paramètres ont montré que les variations de la chute de tension directe base/émetteur donnait la meilleure linéarité et pouvait être mesurée plus facilement que les variations des autres paramètres.

Cas particuliers

La mesure des variations de V_{be} (notée ΔV_{be}) ne peut être appliquée aux triacs car l'on ne peut isoler la jonction équivalente gate/MT1 sur ce composant. L'on effectuera alors les mesures de Rth en prenant comme référence les variations de tension MT1/MT2.

De même pour les T-MOS (transistors de puissance en technologie MOS), l'on ne peut mesurer les variations de V_{gs}. L'on prendra comme élément sensible à la température les variations de tension drain/source.

Un troisième cas particulier, celui des Darlington, sera discuté dans les chapitres ultérieurs.

Principe de base

La mesure a pour principe essentiel d'établir la corrélation existant entre la température de la jonction et les variations de V_{be} en résultant par rapport à une température de référence. Les résultats obtenus seront utilisés pour établir la résistance thermique jonction/boîtier du composant.

Procédé de mesure

La mesure des variations de V_{be} peut être effectuée selon plusieurs procédés. Les **figures 4A à 4C** résument les schémas les plus utilisés, avec leurs caractéristiques essentielles.

La méthode retenue est celle de la **figure 4C,** cette dernière étant normalisée au niveau des Etats-Unis par le NBS et en cours d'approbation en Europe par le UTE/CEF.

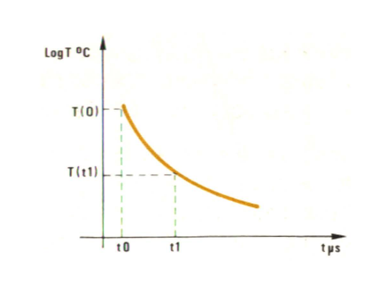


Fig. 7. – Courbe de refroidissement de la jonction.

$$T(t_1) - T(t_0) = K\sqrt{t}$$

avec

$$K = \frac{2P}{\sqrt{\rho \cdot \pi \cdot k \cdot C \cdot A_e}}$$

$T(t_1)$ = température au temps t_1
$T(t_0)$ = température au temps t_0
P = puissance dissipée
ρ = densité en g/mm³
K = conductivité thermique en W/mm . °C
C = capacité thermique en W · S/g . °C
A_e = surface active effective en mm².

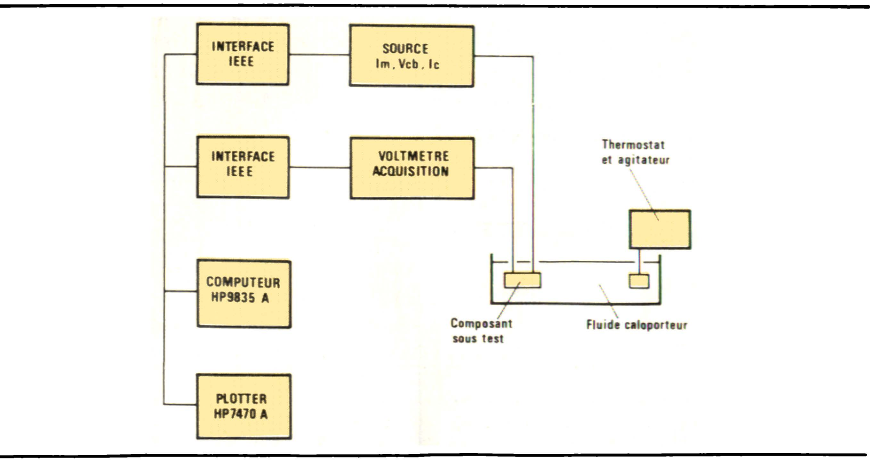


Fig. 6. – Synoptique du système de mesure.

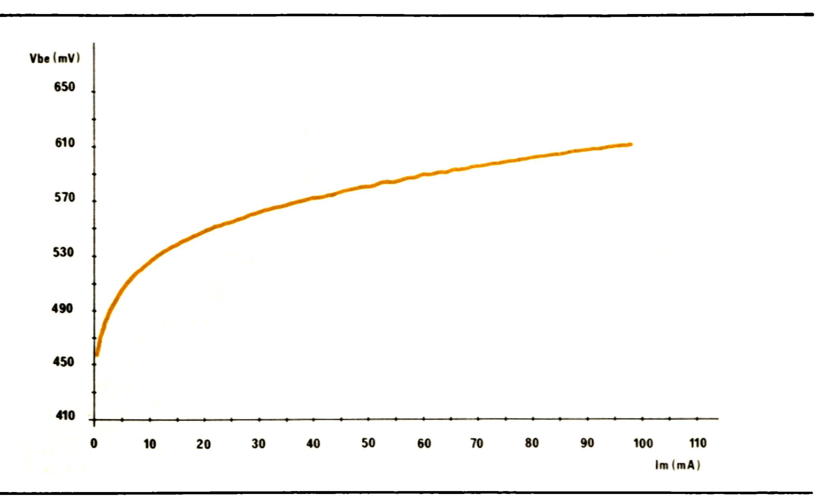


Fig. 8. – Courbe $V_{be} = f(I_m)$ pour un BD243 A. La température du boîtier est maintenue constante.

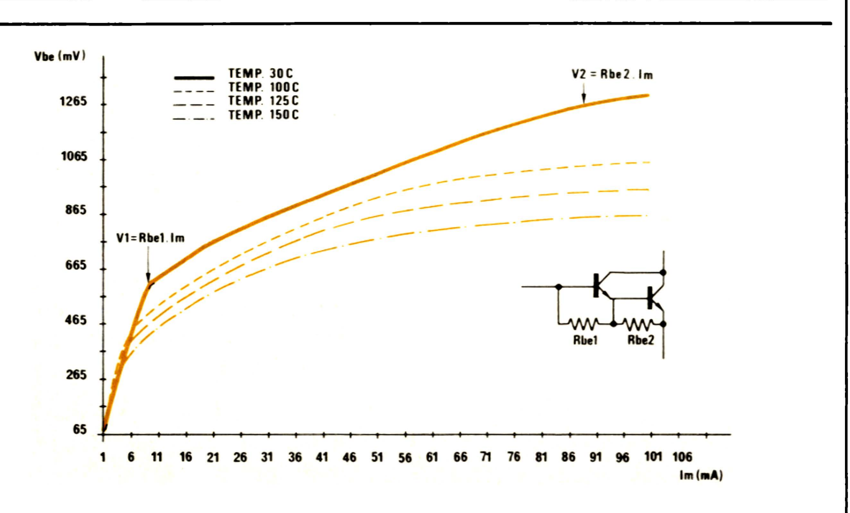


Fig. 9. – Courbes $V_{be} = f(I_m)$ pour un BUT 35. Les résistances diffusées base/émetteur génèrent des segments de droite dans les relevés de mesure.

La calibration préalable du système de mesure nous mène à établir les points suivants :

1° Tracé de la courbe $V_{be} = f(I_m)$, avec T_j = constante, afin de déterminer le courant de mesure I_m : ce courant doit être le plus faible possible pour ne pas chauffer la jonction base/émetteur et se trouver dans une zone linéaire de la caractéristique V_{be} (voir **fig. 5**).

2° Calcul du coefficient thermique θ_v (en mV/C°) en mesurant la tension V_{be} suivant la fonction :

$V_{be} = f(T_j)$ avec I_m constant

L'on obtient alors :

$$\theta_v = \frac{V_{be1} - V_{be2}}{T_{j2} - T_{j1}}$$

Le coefficient thermique étant fonction de la température, la recherche de précision dans les mesures implique de calculer ce coefficient pour plusieurs températures de jonction, sans pour autant excéder le T_j maxi spécifié par le fabricant du semi-conducteur.

L'on prendra comme points de référence les températures de + 40 °C, + 80 °C, + 125 °C et + 150 °C.

3° Relevé de la courbe donnant les variations de V_{be} en fonction de la durée de l'échelon de puissance :

$\Delta V_{be} = f(Pt)$
(avec P = constante ; I_m = constant ; T_c = constante (temp. boîtier).

Cette courbe permettra d'établir l'analyse du régime transitoire et du régime établi.

L'ensemble de ces relevés sera effectué en tenant constante la température du boîtier, en particulier pour les mesures de ΔV_{be} où il est nécessaire de simuler un radiateur infini pour le composant en test.

L'échelon de puissance

La puissance appliquée au composant doit être maintenue constante pendant toute la durée des tests.

Sa valeur, déterminée d'après les caractéristiques SOA du semi-conducteur, est généralement comprise entre 40 et 60 % de la puissance maximale admissible à 25 °C.

Le point de fonctionnement I_c/V_{ce} devra être choisi avec le V_{ce} le plus faible possible (5 à 20 V) pour minimiser la puissance générée par I_m et V_{ce}, la tension V_{cb} restant appliquée pendant toute la durée des mesures afin d'éliminer les problèmes de modulation de base par les variations de V_{cb}. En outre, une tension V_{cb} faible diminue la dépendance de la Rth des conditions de mesure.

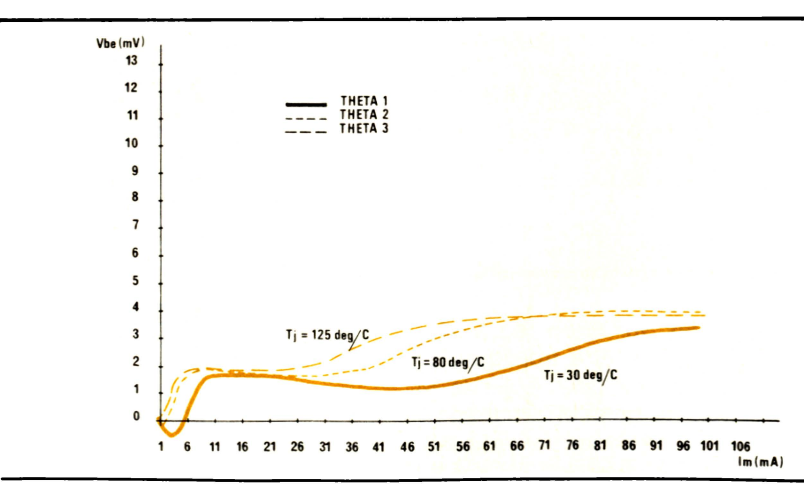


Fig. 10. – Courbes du coefficient thermique θ_V pour un BUT 35. Les résistances diffusées base/émetteur introduisent une non-linéarité de θ_V (Darlington de forte puissance).

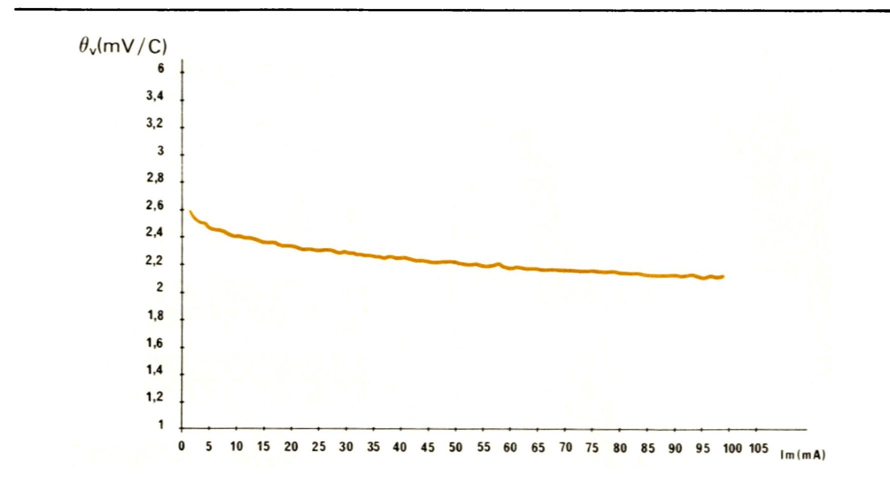


Fig. 11. – Courbe θ_V = f (I_m) pour un BD 243A.

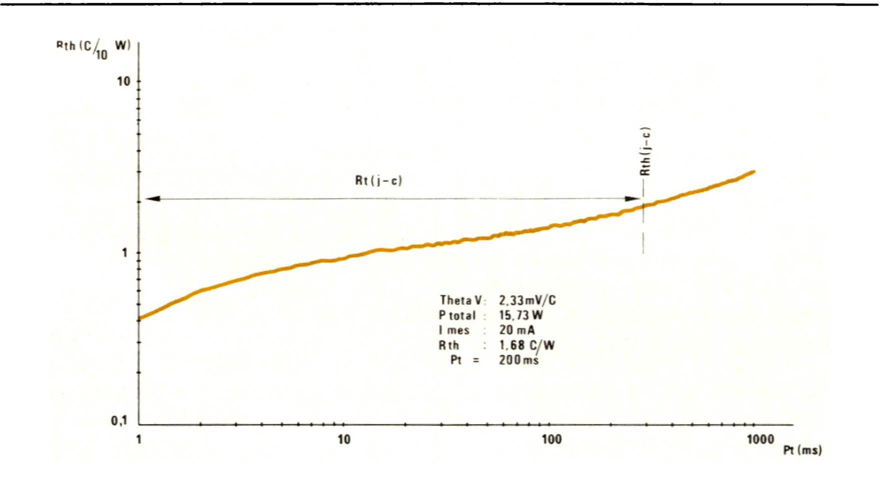


Fig. 12. – Courbe R_{th} = f (P_t) pour un BD 243A.

L'appareil de mesure

La mesure de la résistance thermique mettant en jeu un grand nombre de relevés de résultats de test, nous avons automatisé la chaîne de mesure en confiant la gestion à un HP9835A dont l'interface IEEE facilite l'interconnextion des divers appareils.

La **figure 6** donne le synoptique de l'ensemble.

La précision de chaque sous-ensemble est résumée ci-dessous :

– Source I_m : ± 1 %.
– Source I_e : ± 1 % ± 5 mA.
– Source V_{cb} : ± 1 %.
– Timing P_t : ± 10 µs.
– Voltmètre : 10^{-5}.

Les contraintes de mesure

La mesure de V_{be1}, avant l'application de la puissance ne pose pas de problème particulier. En revanche, il est plus difficile de mesurer après la coupure de la puissance.

En effet, il faut :

– Echantillonner très rapidement la valeur de V_{be2} pour s'affranchir du refroidissement de la jonction.

– Protéger la mesure des oscillations engendrées par les fortes variations d'impédance du circuit lors de la coupure.

Ces deux contraintes sont théoriquement incompatibles, car il est nécessaire de mesurer V_{be2} après stabilisation du signal (pseudo-période des oscillations) alors que la jonction se refroidit pendant le même temps.

Néanmoins, l'on peut effectuer la mesure après un temps de stabilisation (de 20 à 100 µs) et corriger la valeur de V_{be} lue pour obtenir celle à l'instant de la coupure de la puissance. Cette correction est effectuée par extrapolation de la courbe de refroidissement de la jonction (voir **fig. 7**).

Le maintien à température constante du boîtier du composant sous test implique l'utilisation d'un bain thermostaté dont le fluide caloporteur assurera l'échange thermique avec le boîtier du semi-conducteur.

Ce fluide doit être chimiquement neutre, isolant électrique, et en quantité suffisante pour simuler un radiateur infini pour le transistor.

Le système utilisé dans notre cas met en œuvre 5 litres de fluide dont la température est maintenue constante à ± 0,1 °C.

Les résultats de mesure

Les courbes des **figures 8 à 12** illustrent les résultats de mesures effectuées. Dans le cas du BUT 35 (Darlington de forte puissance), les courbes de V_{be} = f(I_m) montrent trois points de rupture distincts. Ces sections de droite correspondent à la mesure de la chute de tension aux bornes des résistances base/émetteur diffusées dans le composant. Il est impératif de sélectionner un courant I_m au-delà de ces zones linéaires afin d'assurer la polarisation en direct des jonctions base/émetteur (voir **figures 9 et 10**).

Les courbes de mesure de résistance thermique ont été effectuées en faisant varier la durée de l'échelon de puissance de 1 ms à 1 000 ms. Cela permet d'analyser le comportement thermique du semi-conducteur dans son régime transitoire et dans son régime établi. La résistance thermique jonction/boîtier est située au point dont l'abscisse est donnée par le changement de pente de la courbe de résistance thermique (voir **fig. 12**). La durée P_t est fonction de la constante de temps thermique de l'ensemble puce/soudure.

L'analyse des courbes permet alors de calculer la température de jonction atteinte lors du fonctionnement du semi-conducteur et d'en déterminer les conditions de refroidissement nécessaires.

Le logiciel

Les logiciels développés pour effectuer les mesures de résistance thermique ont été répartis en deux groupes :

– Saisie des résultats de test et stockage sur bande magnétique.

– Calcul de la résistance thermique et tracé des graphes sur le plotter.

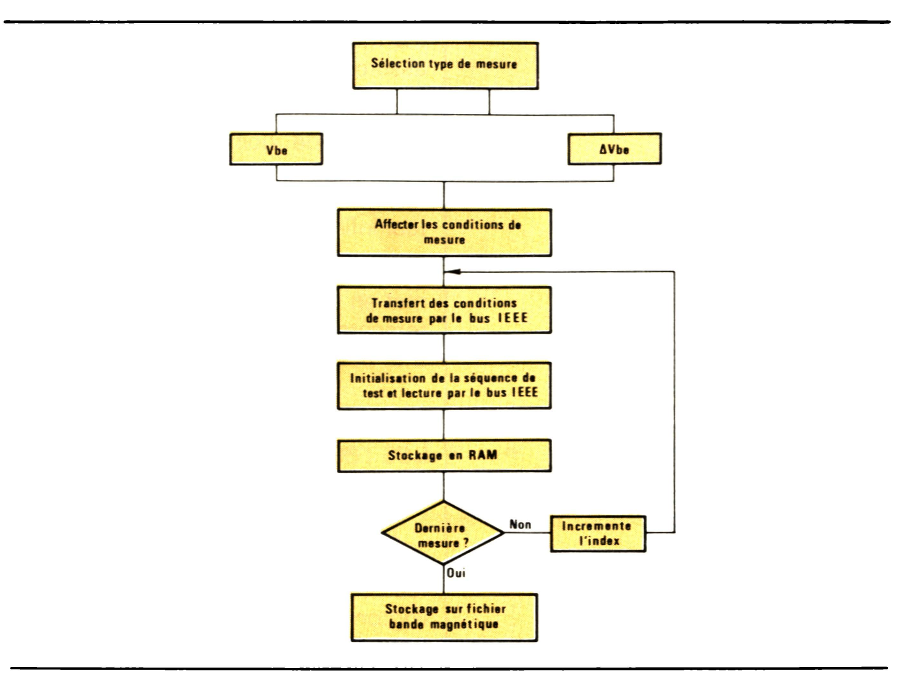


Fig. 13. – Organigramme du logiciel « lecture $V_{be}/\Delta V_{be}$ ».

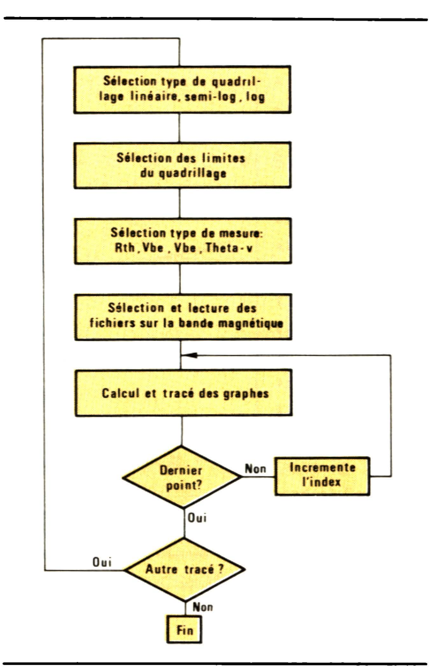


Fig. 14. – Organigramme général « tracé de courbe ».

Ces logiciels permettent le pilotage des appareils de mesure vers le bus IEEE, ainsi que le tracé des graphes sur le plotter. Les organigrammes en sont donnés **figures 13 et 14.**

En conclusion, la méthode de mesure décrite permet d'obtenir une précision de ± 10 % sur les résultats. Ces essais sont indispensables pour le fabricant de semi-conducteurs : c'est une garantie de qualité et de fiabilité des composants.

Pour l'utilisateur, la connaissance du paramètre de résistance thermique permet de calculer le radiateur optimal, assurant ainsi la stabilité thermique de l'application.

Michaël Bairanzade
André Besson
Laboratoire d'Engineering
Test Final Composants de Puissance
Motorola Semiconducteurs
Toulouse



Stockage d'un maximum d'informations sur une disquette

Au fur et à mesure de leur utilisation, les petits systèmes micro-informatiques (équipés d'un microprocesseur 8 bits avec 64 K-octets de mémoire) ont laissé apparaître leurs limitations. Ces limitations sont des contraintes de deux sortes, l'une matérielle, l'autre logicielle, les perfectionnements dans un des cadres masquant des inconvénients dans l'autre.

Dans le domaine de la mesure, de la saisie de données, le logiciel incombe à l'utilisateur, qui doit composer avec le matériel à sa disposition. Les premières difficultés rencontrées sont liées aux possibilités de mémorisation des informations qui revêtent deux aspects :

– mémorisation interne au moment de la saisie et des traitements ;

– mémorisation sur un support (le plus souvent une disquette), pour l'archivage et les traitements ultérieurs.

Le premier point est abordé par l'examen des besoins réels (types de variables, tableaux utiles, etc.). Pour le second point, la capacité d'une face de disque est une contrainte absolue ; à cela s'ajoute le fait que la gestion des fichiers sous DOS (Disk Operating System) introduit entre les variables des délimiteurs qui grèvent considérablement notre budget mémoire sur une face de disque. Nous conviendrons en effet que toutes les informations relatives à un système de traitement doivent tenir sur une seule face de disquette (si c'est raisonnablement possible) sous peine de jongler pendant le déroulement des différents programmes, à moins de posséder un disque dur.

La méthode proposée s'applique aux disquettes 125 K-octets utilisées sous DOS 16 du micro-ordinateur Apple II, travaillant en Basic ; nous n'aborderons pas la possibilité qui consiste à effectuer l'écriture sur le disque en assembleur par l'utilisation des routines RWTS, qui sont d'un emploi beaucoup plus lourd que la méthode proposée.

Organisation de la mémoire interne

Dans le cas d'une application assez générale, la mémoire de l'Apple II est structurée selon la **figure 1** :

– utilisation du DOS avec un maximum de 3 fichiers ouverts (pas d'utilisation de Maxfile) ;

– utilisation d'un programme en Applesoft II de taille moyenne tenant sur 6 Ko (1 Ko = 1 024 octets) ;

– utilisation de la page 1 du graphique haute résolution, soit 8 Ko ;

– utilisation de variables numériques dans un espace de 21,75 Ko.

La mémoire réservée au programme permet d'y loger environ 230 lignes d'un programme assez bien documenté ; au-delà, il faudrait se résoudre à utiliser la page 2 pour le graphique haute résolution, et perdre 8 Ko sur l'espace réservé aux variables.

La quantité de variables utilisables en tableaux est fonction de leur nature :

– un entier tient sur 2 octets, soit 11 000 entiers ;

– un réel tient sur 5 octets, soit 4 500 réels ;

– un caractère tient sur 1 octet, mais la taille possible des tableaux dépend de la longueur des chaînes. Si N est le nombre de caractères, il faudra N+3 octets pour la chaîne (N caractères, 1 pour la longueur, et 2 pour l'adresse).

Les chaînes de caractères, en ce qui concerne la liste des caractères, sont implantées à partir du haut de la mémoire disponible, tandis que les variables, y compris les descripteurs de chaîne, le sont à partir du bas ; un pointeur Basic détecte, pallie ou signale une éventuelle collision. Pour assurer une zone à la mémoire réservée aux variables, dans le cas où l'on utilise le graphique haute résolution, il faut fixer ses limites par :

```
90 ...
100 LOMEM : 16384: REM PROTECTION DE LA PAGE GRAPHIQUE
110 HIMEM: 38400: REM PROTECTION DU DOS
120 ...
```

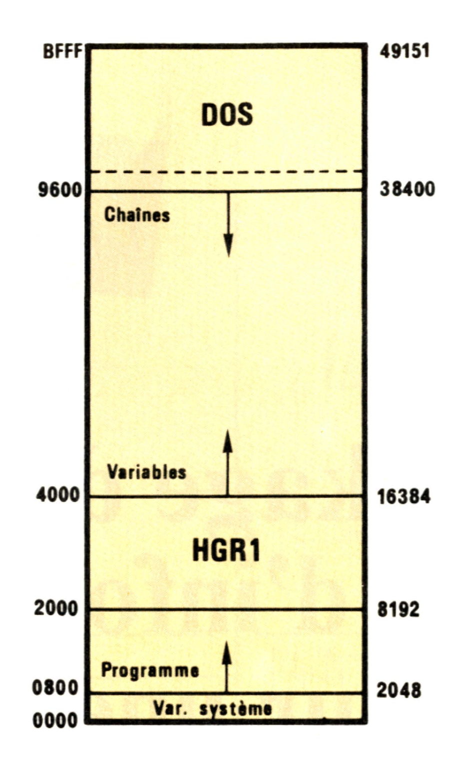


Fig. 1.

Pour savoir si le graphique ne risque pas d'aller « jardiner » dans la fin du programme, on peut lire la position de cette dernière en AF, BO partie haute, partie basse de la dernière adresse programme, soit sous le moniteur, soit par l'instruction ci-dessous :

```
230 ...
240 PRINT « FIN DE PROGRAMME EN » ; PEEK (176) x 256 + PEEK (175)
250 ...
```

Tableaux entiers

Les entiers signés permettent de représenter des nombres dans la gamme ± 32767. Dans de nombreuses applications scientifiques et techniques, où les données sont issues de capteurs, cette définition sur 16 bits est amplement suffisante et, quitte à adopter un cadrage adéquat pour profiter d'un maximum de précision tout au long des calculs, l'utilisation des réels s'avère inutile et coûteuse pour les tableaux.

Bien entendu, ceci ne s'applique pas aux calculs intermédiaires qui, n'utilisant qu'un nombre réduit de variables locales, s'effectuent plus simplement en réel qu'avec une suite fastidieuse de recadrages.

Il faut bien sûr, à chaque fois que cela est possible, utiliser le même tableau en entrée et en sortie, c'est-à-dire qu'une application :

X, F(X) → Y,

devra s'écrire :

X , F(X) → X.

Enfin, si la précision souhaitée est compatible avec une représentation sur 8 bits, on économisera d'un facteur 2 sur la mémoire, en effectuant une concaténation de l'information par le calcul de :

$$Y = 256 \times X1 + X2 ;$$

valeurs que l'on peut récupérer par :

$$X1 = INT (Y/256)$$

et

$$X2 = Y - 256 \times X1$$



Stockage de données sur une disquette

Les fichiers du type Random (fichiers à accès aléatoire) sont réservés à des variables de type chaîne ; seuls les fichiers de type séquentiel peuvent utiliser des variables numériques.

Lorsque l'on écrit un fichier séquentiel de données numériques, il faut utiliser un PRINT pour chaque donnée, et ne pas séparer celles-ci par une [,] ou un [;] sous peine d'avoir des difficultés à relire les enregistrements si des valeurs sont nulles. Dans ces conditions, on ajoute à chaque nombre trois délimiteurs de 1 octet.

Exemple : un tableau entier de taille 10240, entré dans un fichier séquentiel, est noté 200 unités dans le « Catalog », ce qui correspond à 50 Ko.

Ceci limite la taille par face de disquette à 25 K entiers ou bien 15 K réels.

Un troisième type de fichier est à notre disposition : le fichier Binaire ; il est utilisé en particulier pour ranger les programmes en langage machine ou les images de graphique haute résolution. Dans la mesure où nous savons où se trouvent en mémoire les variables à ranger, ce type de fichier peut être utilisé pour ranger des données numériques. Il n'est plus alors question de délimiteurs, et l'on peut stocker plus de 60 K entiers par face de disque, soit un gain de 2,5 par rapport au fichier séquentiel.

Méthode de stockage

Implantation des variables en mémoire

Les variables simples utilisent toutes 7 octets :

– REEL : nom 2 octets, valeur 5 octets.

– ENTIER : nom 2 octets, valeur 2 octets, plus trois 0.

– CHAINE : nom 2 octets, longueur 1 octet, adresse de la chaîne 2 octets, plus deux 0, et la chaîne proprement dite 1 octet par caractère.

Les tableaux entiers contiennent quatre champs et ont la structure donnée **figure 2** :

– Le champ NOM contient dans 2 octets le nom de la variable en code ASCII + 80H pour le désigner entier.

– Le champ DEP sert à déterminer l'adresse du tableau suivant qui commence à l'adresse de début du tableau actuel (Ad(TAB)) + DEP.

– Le champ DIM contient, après le nombre N de dimensions, les tailles des divers indices sur 2 octets, poids faible en tête.

– Le champ VAL contient la liste des variables, 2 octets par entier, avec l'indice le plus à gauche variant le plus vite.

Dans l'espace réservé aux variables-système sont indiqués les lieux d'implantation des variables simples et des tableaux :

– En 69,6 A, on trouve l'adresse de début du bloc des variables simples, poids faible en tête. Si l'espace mémoire a été fixé par LOMEM : 16384, on y trouvera 00,40, soit 4000H qui correspond bien à 16384 en décimal.

– En 6B,6C, on trouve l'adresse de début d'implantation des tableaux.

Ces valeurs peuvent être obtenues par l'instruction reproduite ci-dessous (en haut de la **figure 2**).

Les tableaux commencent juste derrière la dernière variable simple.

Remarque

Cette allocation de la mémoire est dynamique : à chaque création de nouvelle variable simple, l'ensemble des tableaux est translaté de 7 octets ! Cette disposition consomme d'ailleurs un certain temps, dont il faut tenir compte dans les applications temps réel. Nous avons mesuré 33 ms par variable simple créée et par Ko déplacé, ce qui n'est pas toujours négligeable. Il nous apparaît donc plus commode de définir, éventuellement par une affectation « bidon », les variables simples, indices, etc., en tout début de programme, avant les ordres dimension DIM, sous peine de voir se promener nos tableaux d'une instruction à l'autre. Ajoutons que les tableaux à stocker sur disque devront être de préférence déclarés en premier pour ne pas devoir les rechercher par des calculs de sauts successifs à partir des déplacements DEP.

```
360 ...
370 PRINT « DEBUT DES VARIABLES » ; PEEK (106) x 256 + PEEK (105)
380 PRINT « DEBUT DES TABLEAUX » ; PEEK (108) x 256 + PEEK (107)
390...
```

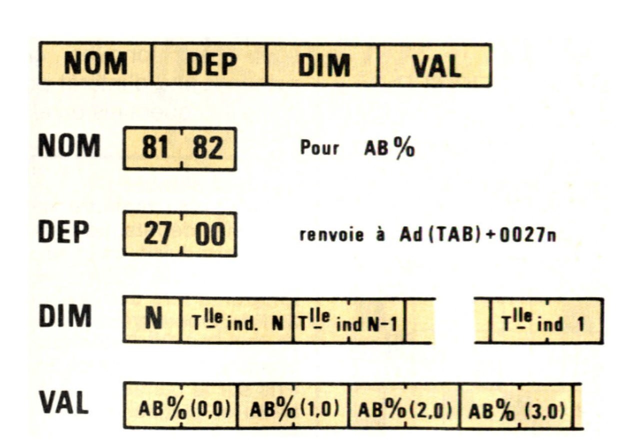


Fig. 2.



Rangement sur le disque

Nous supposerons dans ce qui suit que l'on peut trouver l'adresse du tableau utile à partir du pointeur situé en 6B,6C. Il est néanmoins toujours nécessaire de vérifier s'il s'agit du bon tableau par identification de son nom, en faisant, par exemple, l'instruction ci-contre .

```
10 AD = 0:C1 = AD:C2 = AD:REM UTILISATION PREALABLE DES VARIABLES
500 ...
510  AD = PEEK (108) x 256 + PEEK (175)
520 C1 = PEEK (AD) – 128:C2 = PEEK (AD + 1) – 128
530 PRINT «NOM DU TABLEAU»; CHR$ (C1); CHR$ (C2)
540 ...
```

Attention ! AD, C1 et C2 doivent avoir été utilisés, ligne 10, avant le calcul de AD, sinon il y aurait un glissement de tableau à la ligne 510 – et 520 s'il y avait une création de variable –, et le résultat édité ligne 530 serait faux. Le 128 ou 80H, ligne 520, indique que l'on recherche un tableau entier.

On connaît donc l'adresse de début du tableau AD qui permet de déterminer celle de début des valeurs AV par :

AV = AD + D + 4

où D = 1 + 2 x N est le volume réservé à la partie DIM, et les quatre autres octets représentent le nom du tableau et le pointeur de déplacement pour l'accès au tableau suivant.

Puis on calcule la taille V du tableau

$$V = 2 \prod_{i=1}^{N} Ti$$

avec Ti, la taille de l'indice i. Par exemple DIM AB% (127,7), donne une taille
V = 128 x 8 x 2 = 2 048 octets,
et une adresse AV = AD + 9.

On peut alors enregistrer la zone des valeurs en binaire par un BSAVE avec l'instruction suivante :

```
5 D$ = CHR$ (4): REM CONTROL D
...
650 ...
660 PRINT D$;«BSAVE FICHIER,A»;
670 ...                    AD;«L»;V
```

qui utilise seulement 1/2 piste (4 096 octets) pour les valeurs.

Récupération des données

La meilleure méthode consiste à donner au programme utilisateur la même structure de données que le programme générateur, c'est-à-dire une implantation des variables aux mêmes endroits ; dans ces conditions il suffit d'un simple :

```
780 ...
790 PRINT D$;«BLOAD FICHIER»
800 ...
```

pour remplir la partie VAL.

Si cette solution ne peut être envisagée, dans le cas de plusieurs tableaux en particulier, il faut déterminer l'adresse du tableau des valeurs AV comme précédemment et charger les valeurs par :

```
880 ...
890 PRINT D4;«BLOAD FICHIER,A»;AV
900 ...
```

Le cas des tableaux réels se déduit simplement du précédent en comptant 5 octets au lieu de 2 pour la taille V des valeurs ; le cas des chaînes est plus délicat à traiter et, si les chaînes sont assez longues, cette méthode présente peu d'intérêt par rapport aux fichiers séquentiels ou aléatoires.

Conclusion

On peut, bien sûr, charger des fichiers sur disque directement en binaire avec les routines RWTS. Mais le procédé est lourd et doit être écrit en assembleur, ce qui complique encore l'organisation de la carte mémoire.

Le procédé proposé, en revanche, est d'écriture très simple en Basic, et ne requiert qu'un minimum d'ordre de la part du programmeur, ce qui conduit d'ailleurs à une programmation mieux structurée.

De plus, les programmes d'écriture et de lecture sur disque s'en trouvent considérablement simplifiés, puisque réduits à quelques lignes (calcul de l'adresse, de la taille, et l'ordre DOS). Notre objectif, qui était de placer sur une seule face de disque tous les résultats relatifs à une expérimentation, est pleinement atteint car, dans ces conditions, on peut loger plus de 64 K entiers par face. Dans le cas d'utilisation de réels, le gain passerait de 5/2 à 8/5, ce qui est encore avantageux.

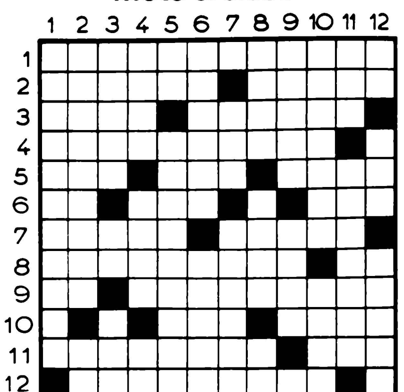
J. Beau

Références

[1] APPLE II ; The DOS Manual Disk Operating System. Apple Computer inc., USA, 1980.

[2] APPLE II ; Manuel de référence Basic Applesoft. Apple Computer International, France, 1981.

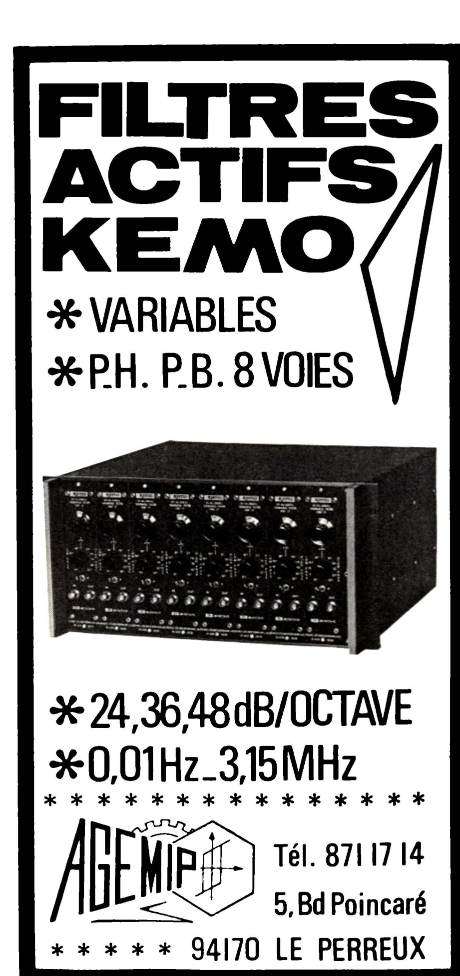




Horizontalement
1. Réagit au moindre mouvement. – 2. Dirige les débats. Le premier est farceur. – 3. Introduisit dans un milieu plus ou moins trouble. Piliers de Tavernes. – 4. Emprunté lors des grandes occasions. – 5. Réagisse après la chute. Nous mène en ballade. Son père était Fort. – 6. Ses craintes sont limitées. Marqua aux fers. Pris sur le plateau. – 7. Il est tour à tour battu et piétiné. Procéder à une entrée en matière. – 8. Passage au rouge. N'est pas satisfaisant. – 9. Dans la gamme. Le IIIe Reich lui donna une certaine puissance. – 10. Un noir très estimé. Canton suisse. – 12. Est à la base d'une pyramide.

Verticalement
1. Côté piles. – 2. Interprète du chant du départ. Produit effervescent. – 3. Une bonne bouteille. Fait pression. Pas ficelée du tout. – 4. Sans doute. Attire les mouches. Se suivent en Occident. – 5. A plus forte raison, la chaleur ne le fait pas fondre. Gauloise blonde ou gauloise brune. – 6. Un démon l'habite. L'un des cinq grands. – 7. N'est pas concerné par la concurrence des prix. Les minets s'y reconnaîtront. – 8. Il a fallu exercer des pressions pour l'obtenir. C'est le comble. Enfanta des Géants. – 9. Cri des Bacchantes. Tout ce qu'il élabore est à rejeter. – 10. On fait appel à elle pour mener à bien une séparation. C'est bien fait. – 11. Largués en mer. Des sommes sont à porter à son crédit. – 12. Défini à Madrid. Les Japonais trouvent en lui leur unité. Franchirait certaines limites.

SERVICE-LECTEURS N° 9



SERVICE-LECTEURS N° 11



SERVICE-LECTEURS N° 2

SERVICE-LECTEURS N° 12



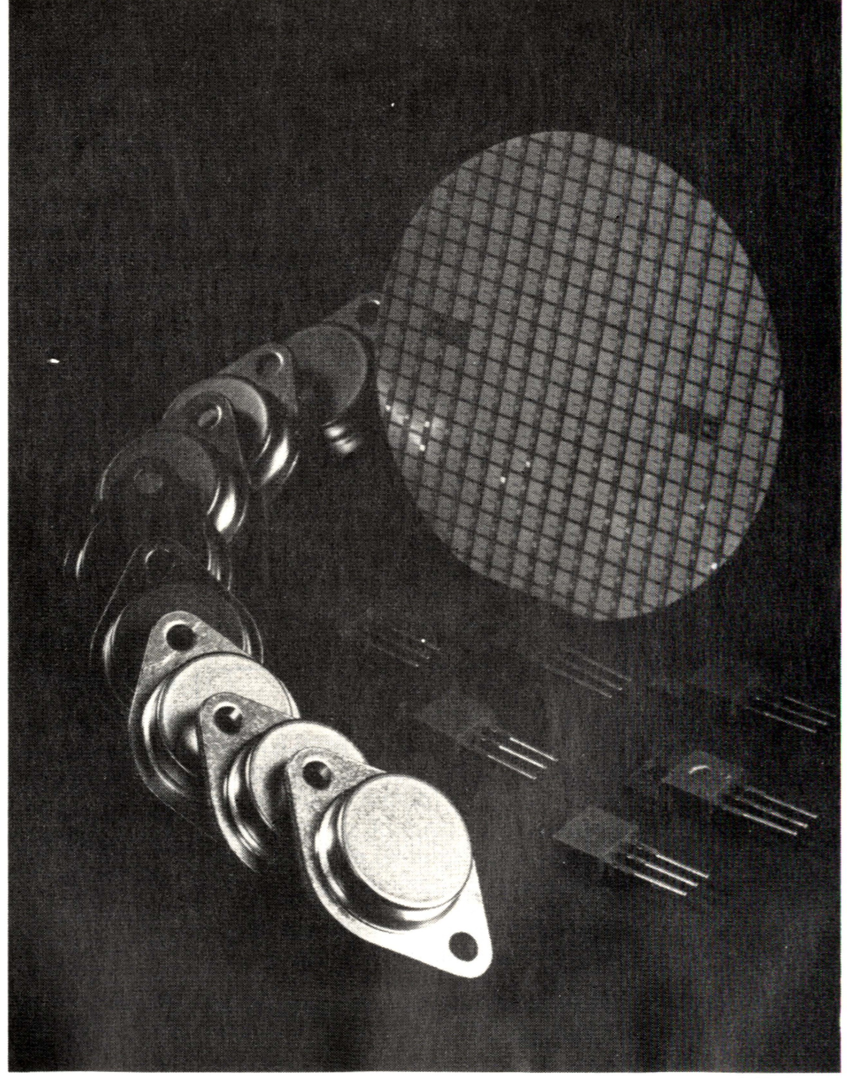
SERVICE-LECTEURS N° 3



SERVICE-LECTEURS N° 4



Principes d'utilisation des transistors MOS de puissance



D'un « Wafer » au transistor : les MOS de RTC.

Bien que les notions de technologie MOS (Metal Oxyde Silicon) et de transistor de puissance aient été, pendant longtemps, jugées incompatibles, nous voyons aujourd'hui apparaître différentes familles, aux évolutions relativement rapides, de transistors MOS de puissance (fig. 1).

Grâce à leur faible énergie de commande et à d'autres caractéristiques sur lesquelles nous reviendrons, les transistors « Powermos » permettent d'aller plus loin dans la réalisation de convertisseurs d'énergie, moins onéreux et au rendement amélioré.

Dans certains cas, ils rendent possibles de nouvelles configurations ou applications considérées auparavant comme irréalisables (fig. 2).

Les gammes disponibles offrent des composants atteignant des courants de 50 A, des tensions de 1 000 V et des résistances à l'état passant (R_{ON}) aussi faibles que 0,03 Ω suivant les cas. La qualité de ces produits est maintenant identique à celle des transistors bipolaires, thyristors ou G.T.O., etc.

Caractéristiques des MOS de puissance

Elles sont les suivantes :

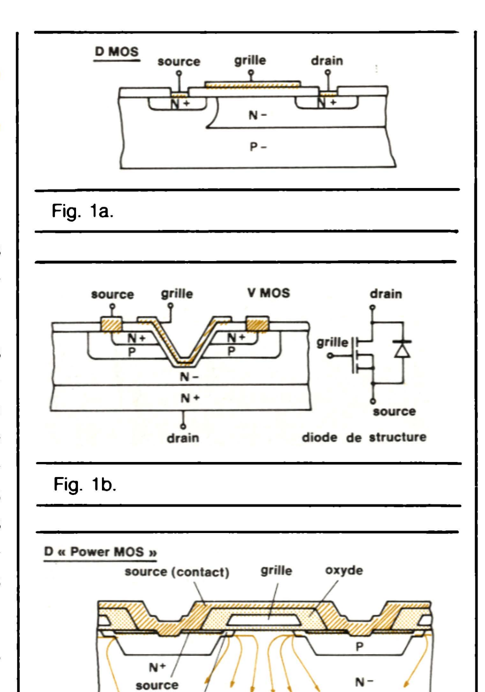
– Compatibilité avec des applications en fonctionnement linéaire ou de commutation.

– Une vitesse de commutation très élevée : à l'inverse du transistor bipolaire, le transistor « Powermos » est un composant à porteurs majoritaires, ce qui se traduit par des effets négligeables des charges stockées. Les temps de commutation sont indépendants de la température, et quelques dizaines de fois plus rapides que pour les bipolaires.

– Une bonne « solidité » : dans le cas d'un fonctionnement normal, aucun phénomène de second claquage n'intervient dans le transistor MOS, ce qui lui confère une aire de sécurité très étendue.

Le coefficient positif de variation de la résistance R_{ON} en fonction de la température permet d'éviter des courants trop importants, donc la création de « points chauds ». Ce phénomène d'autorégulation en courant peut laisser présager une mise en parallèle plus simple que dans le cas de transistors bipolaires où des composants d'adaptation restent nécessaires.

– Un circuit de commande simple et ne nécessitant qu'une faible énergie ; à l'inverse des transistors bipolaires demandant un courant de base permanent durant leur phase de conduction, le MOS de puissance peut être mis en conduction et maintenu à l'état passant par une simple impulsion de courant de grille (durant la phase de conduction, le courant de grille est totalement négligeable) et le maintien d'une tension de commande.



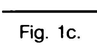


Fig. 1c.

– Une commande compatible avec les circuits intégrés traditionnels.

Bon nombre de circuits intégrés de technologie LSI ainsi que les périphériques de microprocesseurs permettent une attaque directe des transistors MOS.

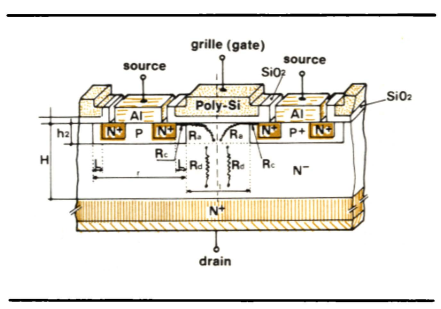


Fig. 1d.

Structure et fonctionnement

La technologie est de type « Planar » mais avec une conduction verticale. La **figure 1** montre les différentes phases ayant permis d'aboutir à cette technologie :

- Le D-MOS, pour les faibles signaux.
- Le MOS à gravure en V, première structure de puissance.
- Le D-MOS de puissance, structure actuelle.

Chaque dispositif de puissance est maintenant obtenu par diffusions successives et réalisation d'une multitude de cellules (plusieurs milliers) connectées en parallèle.

Le transistor est obtenu par diffusions successives d'une zone P^+ servant à créer le canal et d'une zone N^+ réalisant la source dans une couche épitaxiale, faiblement dopée N^-, déposée sur un substrat N^+ formant le drain. La métallisation de source court-circuitant la jonction N^+ P^+ rend

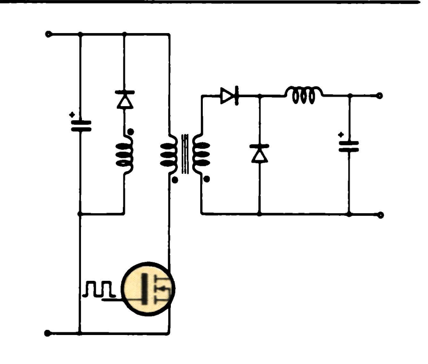


Fig. 2a.

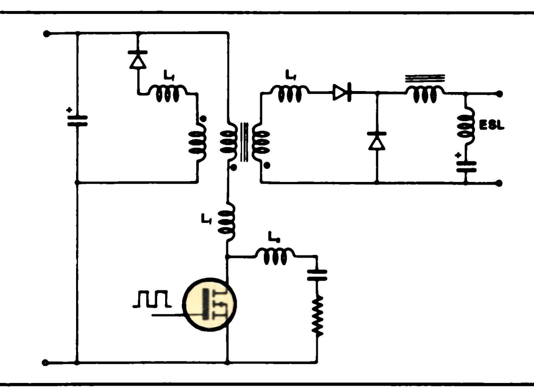


Fig. 2b.

bloqué le transistor N^+ P^+ parasite qui se forme en parallèle sur le dispositif MOS.

Cette couche de métallisation relie entre elles les sources de chaque cellule. La grille est obtenue par du silicium polycristallin placé entre deux régions P^+ et isolé d'elles, et de la région N^-, par une couche d'oxyde.

Le contact de grille est pris sur une petite partie de la face supérieure non recouverte de la métallisation de source.

Lorsqu'une tension positive, supérieure à la tension de seuil $V_{GS\,(TH)}$ est appliquée entre grille et source, une couche de type N se crée dans la région P^+, sous la grille, autorisant la circulation d'un flux d'électrons de la source vers le drain (soit en sens conventionnel du courant du drain vers la source). Nous obtenons donc une circulation verticale du courant à partir du drain, puis horizontale dans la zone du canal et de la source.

A l'état passant, le transistor MOS de puissance se comporte comme une résistance drain-source. La **figure 1d** explicite la décomposition de cette résistance en trois éléments de base :

- R_c : résistance du canal,
- R_a : résistance d'accès,
- R_d : résistance de la zone de drain.

A résistivité identique de la couche épitaxiale, un composant haute tension devra avoir une zone N^- plus épaisse et offrira donc une résistance R_{ON} plus élevée qu'un composant basse tension.

Nous entrevoyons ici l'une des principales limites de ce type de composant.

Lorsqu'aucune tension n'est appliquée sur la grille, le composant est à l'état bloqué et ne laisse passer qu'un faible courant de fuite.

Si la tension V_{DS} devient négative (positive sur la source et négative sur le drain) le dispositif se comporte comme une jonction PN. Cette diode peut, dans certains cas, être utilisée comme diode montée en antiparallèle sur le transistor, autorisant la circulation d'un courant inverse.

Il est à noter que ce fonctionnement présente de nombreux inconvénients du fait de la charge recouvrée importante au blocage de la diode et est, en général, incompatible avec des fréquences de fonctionnement élevées.

Paramètres caractéristiques

Un transistor MOS de puissance est un dispositif commandé en tension.

Le potentiel de la grille détermine l'amplitude du courant drain admissible.

Les principales caractéristiques sont données par les courbes 1 à 6 de la **figure 3.**

La caractéristique statique en sortie est donnée courbe 1. Pour une valeur fixée de la tension V_{GS} (supérieure à la tension de seuil) le canal créé ne laisse circuler qu'un courant limité. Pour une valeur déterminée du courant drain, le canal devient saturé et une augmentation de la tension drain-source n'entraînera aucun accroissement de courant. Une valeur plus élevée de V_{GS} provoquera une profondeur de canal plus importante et un plus fort courant avant saturation.

La pente de la partie linéaire de cette caractéristique permet de déterminer la résistance R_{ON} qui est l'une des grandeurs les plus importantes pour un fonctionnement en commutation.

En général, R_{DSON} est donnée à 25 °C pour une tension V_{GS} de 10 V (plus de trois fois la tension de seuil mais inférieure à V_{GS} max.) et une valeur fixée de courant. On trouve une valeur de 0,05 Ω à 0,2 Ω pour un composant 100 V et de 2 à 8 Ω pour un dispositif 1 000 V.

La courbe 2 montre les variations de la résistance R_{DSON} en fonction de la température. Pour un type moyenne tension ($\geqslant$ 400 V), le paramètre R_{DSON} double pour une élévation de température de 25 °C à 125 °C. Pour les transistors de plus faible tenue en tension, le coefficient passe à 1,6 pour le même échauffement. Cet accroissement de la résistance permet une limitation de cou-

Paramètre	MOS	BIPOLAIRE
Vitesse de commutation	****	***
Pertes de commutation	****	***
Pertes à l'état passant	***	****
Surintensité admissible	****	**
Stabilité thermique	****	****
Simplicité de commande	****	**
Energie de commande	****	*
Aire de sécurité	****	***
Simplicité de mise en parallèle	****	***
Coût du composant	**	****
Coût du système	****	***

Tableau 1

rant et protège le dispositif contre la formation de « points chauds ». De plus, ce phénomène permet une bonne répartition du courant dans l'ensemble des cellules d'un même cristal et facilite la mise en parallèle de plusieurs composants.

La valeur spécifiée R_{ON} est donnée à 25 °C, et sa connaissance à la température exacte de fonctionnement est fondamentale pour un dimensionnement correct.

La courbe 3 représente l'aire de sécurité du transistor MOS de puissance (dans le cas d'un fonctionnement correct). A l'inverse des transistors bipolaires, le MOS ne présente pas de phénomène de second claquage et est donc plus stable en température.

La courbe 4 donne la dégradation de puissance admissible en fonction de la température.

La courbe 5 représente la transconductance directe $g_{fs} = dI_D/dV_{GS}$. Celle-ci est assimilable au gain du transistor bipolaire ($= dI_C/dI_B$).

En général, g_{fs} est donnée à V_{DS} fixée.

La courbe 6 donne les variations du courant drain I_D en fonction de la tension de commande V_{GS}.

La vitesse de commutation élevée est l'un des principaux atouts du MOS de puissance. Elle est indépendante de la température mais déterminée principalement par la capacité d'entrée du composant ainsi que par la tension et l'impédance du circuit de commande. Des temps inférieurs à 10 ns sont ainsi réalisables avec des circuits d'attaque appropriés.



« Powermos » ou bipolaire ?

Le **tableau 1** donne un comparatif des principales propriétés d'un commutateur de puissance pour les deux technologies, MOS et bipolaire.

Ce tableau ne fait pas apparaître la limitation, ou du moins le compromis R_{ON} - BV_{DSS} du transistor MOS qui laisse un avantage aux dispositifs forts courants/haute tension de technologie bipolaire. Le MOS, quant à lui, tend progressivement à s'imposer dans les applications basse tension.

L'utilisation simultanée des deux technologies dans un même système permettra sans doute d'obtenir d'intéressantes performances en moyenne et surtout haute tension (600 à 800 V).

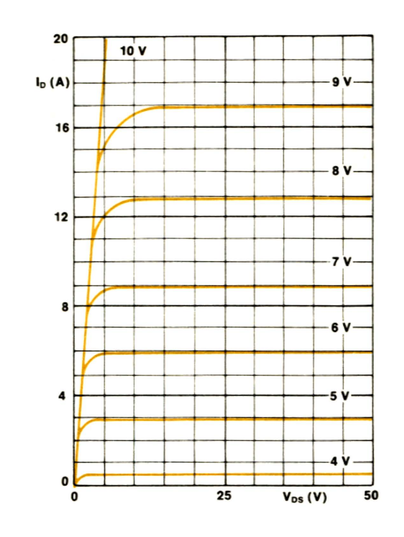


Fig. 3. – Courbe 1.

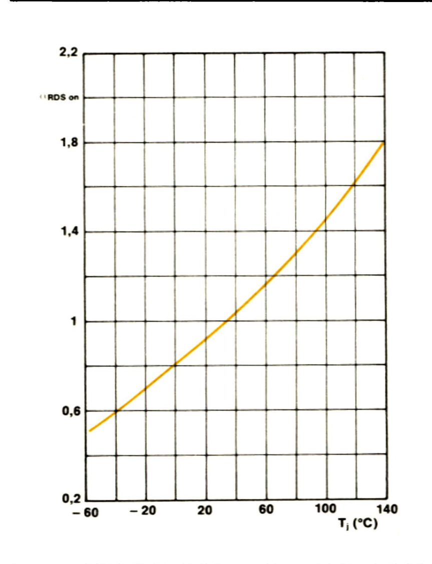


Fig. 3. – Courbe 2.

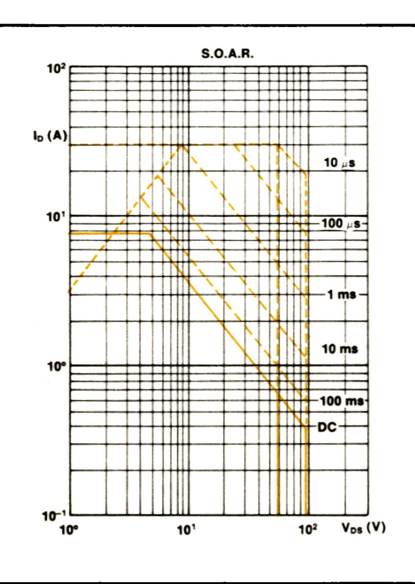


Fig. 3. – Courbe 3.

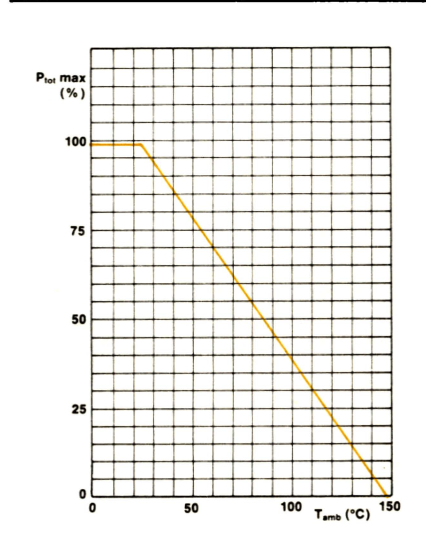


Fig. 3. – Courbe 4.

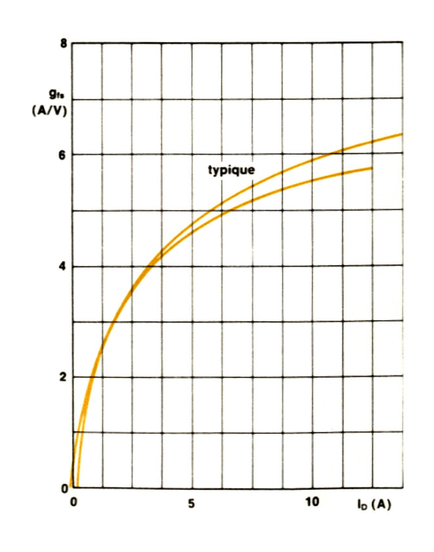


Fig. 3. – Courbe 5.

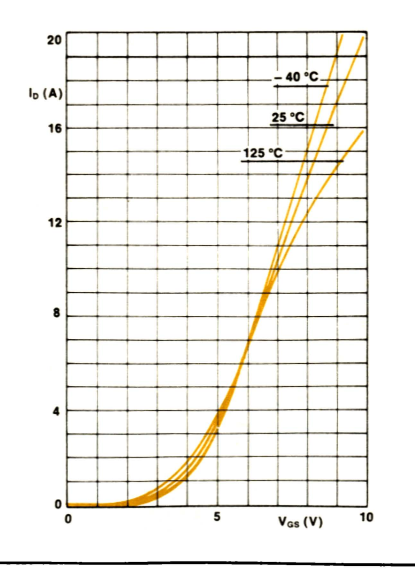


Fig. 3. – Courbe 6.

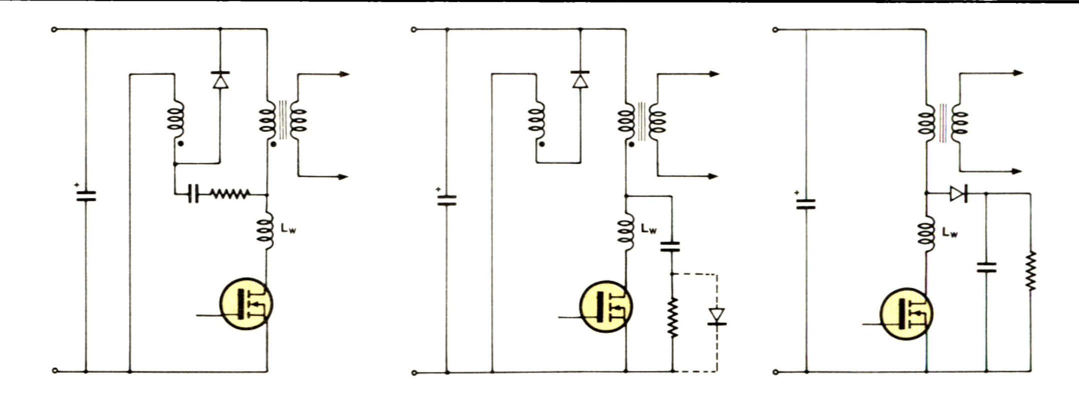


Fig. 4.

Utilisation des MOS de puissance dans les convertisseurs à découpage

Généralités

Nous étudierons, dans cet article, le fonctionnement des transistors MOS de puissance dans les convertisseurs à découpage, en prenant comme référence une alimentation à transfert direct d'énergie, ou « Forward », délivrant 20 A sous 5 V et alimentée par une tension continue de 50 à 60 V (cf. **fig. 2a** déjà citée en introduction).

Le fait que les temps de commutation des MOS de puissance soient quelques dizaines de fois plus faibles que ceux des transistors bipolaires laisse un très large choix de la fréquence de fonctionnement.

La théorie nous enseigne que le volume des composants magnétiques d'un tel système est inversement proportionnel à la fréquence de découpage.

Une première approche consiste donc à considérer que l'optimisation du convertisseur passe par la fréquence la plus élevée possible.

La réalisation de l'alimentation impose cependant une fréquence limite, due aux points énoncés ci-après :

– L'inductance série parasite L_S et l'inductance de fuite L_1 du transformateur peuvent générer des oscillations et, par là même, des surtensions très importantes aux bornes du transistor (cf. **fig. 2b**).

– L'élévation des pertes dans le transistor MOS et le circuit de protection contre les surtensions.

– Une valeur trop grande des pertes dans le noyau magnétique et l'impédance H.F. du bobinage pouvant compenser le gain obtenu par élévation de fréquence.

– L'inductance série équivalente de la capacité de filtrage, ESL, pouvant limiter la réduction de l'inductance de sortie théoriquement compatible avec l'élévation de fréquence.

L'influence exacte des facteurs ci-dessus est difficile à évaluer, particulièrement en ce qui concerne les inductances série parasites, avant que le dimensionnement complet du convertisseur ait été fait.

Cependant, nous devons faire quelques hypothèses afin de pouvoir prédéterminer une fréquence optimale de fonctionnement et dimensionner le circuit magnétique.

Dans les paragraphes suivants, nous examinerons le phénomène des inductances parasites, afin de juger de son influence dans un système réel.

Nous en déduirons les temps de commutation autorisés pour le transistor de puissance, ce qui permettra un premier choix de la fréquence de fonctionnement.

Nous regarderons ensuite l'influence, sur ce choix de fréquence, des différents fonctionnements du transformateur et de l'inductance de filtrage.

Choix des temps de commutation

La **figure 4** montre trois circuits possibles de protection contre les surtensions, utilisables aux bornes du transistor MOS.

En pratique, il existe toujours une inductance parasite série due au câblage, L_W, dans la branche du drain. Celle-ci provoque, lors des commutations, des surtensions comme celle montrée à la **figure 5.**

L'importance de l'inductance L_W ne peut être réellement évaluée qu'une fois le système réalisé.

La courbe de la **figure 6** peut permettre une estimation de L_W. Ce graphe donne l'inductance obtenue avec un fil de cuivre de 1 mm de diamètre formant une spire carrée, en fonction de la longueur d'un côté (en millimètres).

Pour limiter l'inductance d'une boucle à 50 nH, le côté du carré considéré comme formant la boucle doit être au plus égal à 22 mm. Ceci est très difficile à réaliser en pratique. Une valeur de 100 nH est un peu plus réaliste et correspond à une boucle de 35 mm de côté ou deux boucles de 22 mm de côté chacune.

La surtension V_w aux bornes de l'inductance parasite L_W peut être calculée par la formule suivante :

$$V_W = L_W \frac{dI_D}{dt}$$

Pour un convertisseur de 100 W, 5 V, 20 A de sortie et connecté à une alimentation continue 50 V d'entrée, la valeur nominale du courant drain est de 5 A (convertisseur Forward

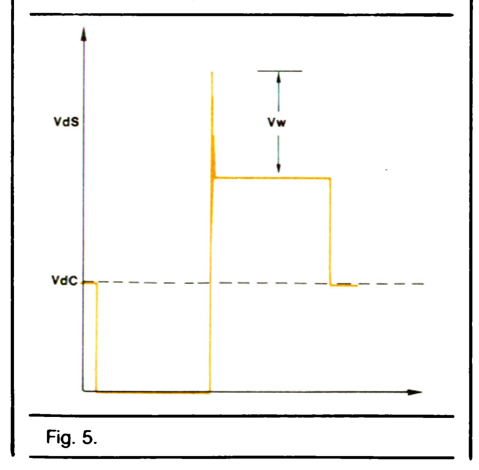


Fig. 5.

avec rapport cyclique de 0,5 maximum). La technologie des transistors MOS de puissance permet la coupure de ce type de courant en 10 ns. Considérons alors une inductance L_W de 100 nH et un temps de coupure de 10 ns ; la surtension V_W obtenue aux bornes du MOS est alors :

$$V_W = 100 \times 5/10$$

soit

$$V_W = 50\ V$$

Cette surtension est de l'ordre de grandeur de la tension d'alimentation et est inacceptable. Nous pouvons établir deux moyens de réduire cette surtension jusqu'à une valeur tolérable de 10 V :

– réduire l'inductance parasite L_W à 20 nH en faisant tenir les composants du circuit de protection et le transistor dans une boucle de 10 mm de côté. Ceci ne semble pas très réaliste ;

– augmenter le temps de commutation et accepter une coupure du courant drain en 50 ns.

La deuxième méthode peut être simplement mise en œuvre par adjonction d'une résistance dans le circuit de grille. Celle-ci aura, de plus, l'avantage d'éviter ou de limiter les oscillations dans le circuit de commande de grille pouvant détériorer la « pseudo-jonction » grille-source, voire le composant, par mise en conduction ou blocage accidentels. Nous choisirons donc un temps de commutation de 50 ns comme base de dimensionnement pratique de notre système.

Choix de la fréquence de fonctionnement

Influence du fonctionnement du transistor

Afin d'optimiser l'utilisation du transistor MOS, dont les pertes en conduction, générées par la résistance R_{DSON}, sont de l'ordre de 5 W (pour un courant de 5 A et une résistance R_{DSON} de 0,2 Ω environ), nous devons limiter les pertes au blocage à 0,5 W. Les pertes dues à la mise en conduction sont généralement négligeables devant celles dues au blocage, du fait que l'inductance de fuite du transformateur limite la croissance du courant.

Si nous considérons les formes d'onde théoriques de courant et tension drain, lors des commutations sous charge résistive **(fig. 7)** et inductive **(fig. 8)**, nous pouvons procéder à une comparaison des pertes au blocage.

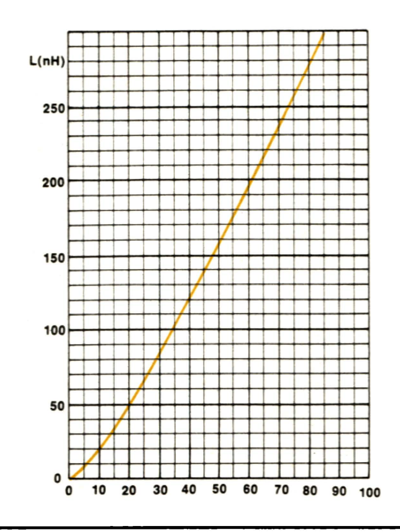


Fig. 6.

On a :

$$P_{SW} = \frac{I_D V_D}{6} \cdot t \cdot f$$

sur charge résistive (1)

et

$$P_{SW} = \frac{I_D V_D}{2} \cdot t \cdot f$$

sur charge inductive (2)

avec :

I_D = courant maximal avant blocage
V_D = tension drain maximale après blocage
t = durée de la commutation
f = fréquence de fonctionnement du système (= 1/T).

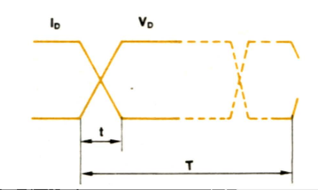


Fig. 7.

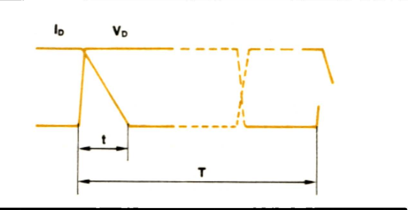


Fig. 8.

Pour une quantité de pertes donnée, P_{SW}, et un temps de commutation choisi, nous pouvons écrire, d'après l'équation 1 :

$$f = \frac{6\ P_{SW}}{I_D\ V_D\ t}$$

soit, avec :

P_{SW} = 0,5 W, I_D = 5 A, t = 50 ns et V_D = 120 V

$$f = \frac{6 \times 0{,}5 \times 10^9}{5 \times 120 \times 50} = 100\ kHz$$

Si nous considérons maintenant le cas de la charge inductive, l'équation 2 nous donne une fréquence trois fois plus petite, soit environ 33 kHz.

Quoiqu'il en soit, la pratique nous enseigne qu'un circuit d'aide à la commutation est nécessaire pour limi-

Circuits d'aide à la commutation	70 kHz	100 kHz
a) aux bornes du transistor		
• blocage	0,9 W	1,29 W
• mise en conduction	0,3 W	0,43 W
b) aux bornes des diodes de sortie	0,1 W	0,14 W
c) aux bornes de l'enroulement de démagnétisation	0,15 W	0,21 W
TOTAL	1,45 W	2,07 W
Pertes dans le transistor		
• au blocage	0,63 W	0,90 W
• à la mise en conduction	0,23 W	0,33 W
TOTAL	0,86 W	1,23 W
Bilan total		
a) Circuits d'aide à la commutation	1,45 W	2,07 W
b) Transistor	0,86 W	1,23 W
c) Transformateur	1,74 W	1,6 W
TOTAL des pertes en fonction de f	4,05 W	4,9 W

Remarque : Les pertes en conduction dépendant du seul rapport cyclique ne sont pas considérées ici.

Tableau 2

ter la surtension aux bornes du transistor durant la phase de blocage. Nous considérerons donc la forme d'onde obtenue sur charge résistive (le circuit d'aide à la commutation limitant la croissance de la tension aux bornes du transistor) et une fréquence de fonctionnement de 100 kHz.

Influence du fonctionnement du transformateur

Nous avons réalisé, pour un convertisseur DC/DC, 5 V-20 A, un transformateur utilisant les noyaux E 42/21/25 en matériau 3C8 pour une fréquence de 100 kHz, Les détails du bobinage sont donnés à la **figure 9** et les performances du transformateur en fonction de la fréquence (dans une gamme de 50 kHz à 100 kHz) à la **figure 10.**

Le dimensionnement est fait pour obtenir 110 mT d'induction à 100 kHz, afin de limiter les pertes dans le noyau magnétique à 45 % des pertes totales du transformateur.

L'induction nominale de fonctionnement doit être limitée à 50 % de la valeur maximale spécifiée (à une température de 100 °C) de 320 mT pour éviter tout phénomène de saturation lors des transitoires dûs à l'application soudaine d'une charge en sortie ou d'une trop forte tension d'alimentation en entrée, pouvant se traduire par une réduction du rapport cyclique δ jusqu'à une valeur de 50 % du rapport cyclique maximal autorisé.

Ceci nous permet, au vu du fonctionnement du transformateur, de choisir une induction de 160 mT. Cette valeur correspond à une fréquence d'utilisation de 70 kHz d'après la **figure 10.** L'augmentation des pertes dans le transformateur est alors de 140 mW, soit 8,7 %. Cette variation reste faible par rapport à celle obtenue dans le reste du système pour une même variation de fréquence.

Influence du circuit de limitation des surtensions au blocage

En pratique, nous utiliserons, lors du dimensionnement d'un convertisseur, un réseau RC servant à limiter les surtensions aux bornes du transistor lors du blocage et à réduire les oscillations, susceptibles de générer des émissions RF. Les pertes obtenues dans ce réseau ainsi que dans le transistor sont données aux fréquences de 70 kHz et 100 kHz par le **tableau 2.**

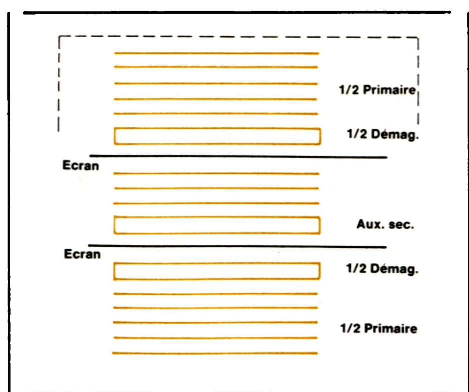




Fig. 9.

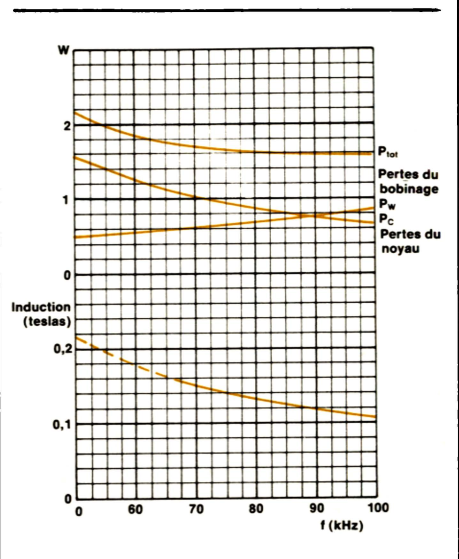


Fig. 10.

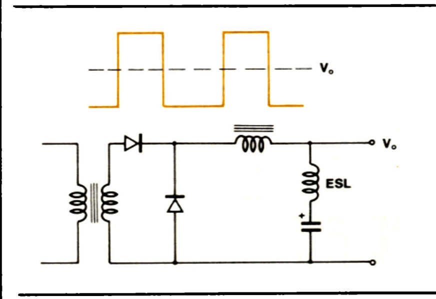


Fig. 11.

Inductance du filtre de sortie

La fonction principale de ce filtre de sortie **(fig. 11)** est d'atténuer les oscillations de la tension secondaire et de donner à celles-ci une amplitude crête à crête de l'ordre de 18 mV, soit environ 1 000 fois moins qu'à l'entrée du filtre, pour obtenir une ondulation acceptable en sortie. Pour que ce filtre soit efficace, il faut que l'inductance série équivalente (ESL) du condensateur de sortie soit négligeable.

La **figure 12** montre l'impédance d'un condensateur électrolytique de 22 000 µF-10 V en fonction de la fréquence.

Il est clair que, même à une fréquence inférieure à 100 kHz, le plus grand soin devra être apporté au câblage de cet étage pour ne pas introduire d'inductances série parasites dues à de trop longues connexions. Les nouvelles technologies de condensateur pour circuit de puissance permettent, à cette condition, un fonctionnement limité à 100 kHz.

Conclusion quant au choix de la fréquence de commutation

Au vu de ce qui précède, il est vrai qu'une faible rapidité de commutation est préférable pour limiter les surtensions aux bornes du transistor et qu'une faible fréquence de fonctionnement réduit les pertes dans le transistor et le réseau d'aide à la commutation.

De plus, dans le cas d'un transformateur, dimensionné pour une fréquence de 100 kHz, présentant un certain bilan de pertes dans le noyau et le bobinage, la fréquence de fonctionnement peut être ramenée à 70 kHz sans autre modification si l'on accepte une augmentation des pertes dans le transformateur de 140 mW (cas du convertisseur DC/DC mentionné). Au global, les pertes totales dépendant de la fréquence seront inférieures de 850 mW à 70 kHz par rapport à 100 kHz.

De plus, au-dessus de 70 kHz, la taille de l'inductance de sortie ne sera pas sensiblement réduite du fait des phénomènes parasites générés par le condensateur de filtrage (ESL en particulier), à moins que la technologie de celui-ci n'évolue...

Aujourd'hui, la fréquence optimale de fonctionnement se situe entre 70 kHz et 100 kHz pour ce type de convertisseur. Une fréquence supérieure entraînerait, d'ailleurs, certains

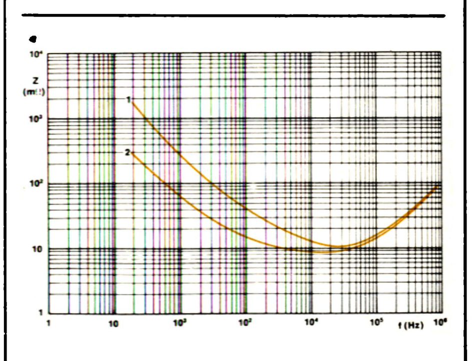


Fig. 12.

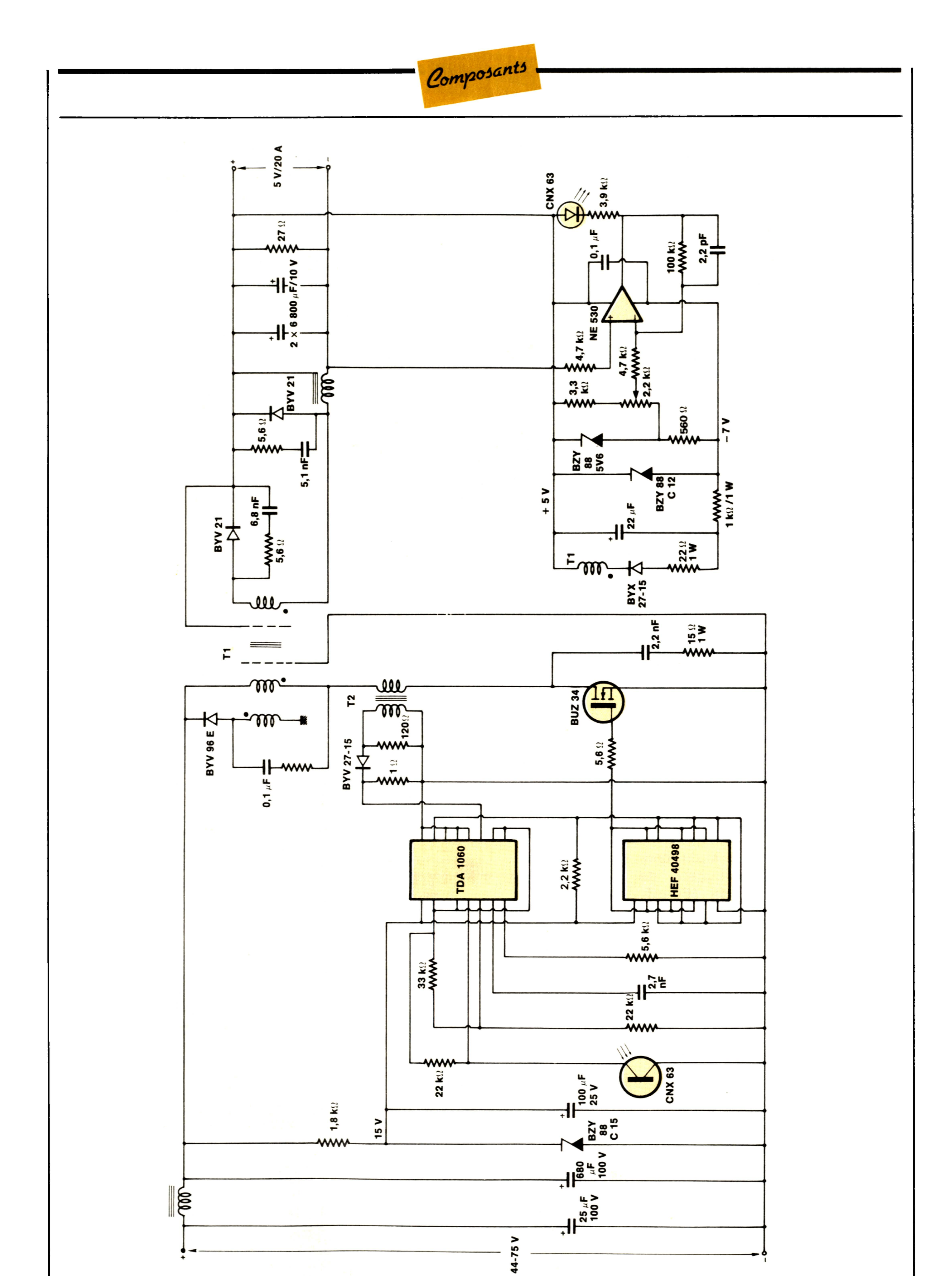

5 V/20 A
27 Ω
6 800 µF/10 V
2 × 6 800 µF/10 V
BYV 21
5,6 Ω
5,1 nF
6,8 nF
BYV 21
5,6 Ω
T1
CNX 63
3,9 kΩ
0,1 µF
100 kΩ
2,2 pF
NE 530
4,7 kΩ
4,7 kΩ
2,2 kΩ
3,3 kΩ
560 Ω
– 7 V
BZY 88 5V6
BZY 88 C 12
+ 5 V
22 µF
1 kΩ/1 W
T1
BYX 27-15
22 Ω 1 W
2,2 nF
15 Ω 1 W
BYV 96 E
0,1 µF
T2
120 Ω
BYV 27-15
1 Ω
BUZ 34
5,6 Ω
TDA 1060
2,2 kΩ
HEF 40498
5,6 kΩ
33 kΩ
2,7 nF
22 kΩ
22 kΩ
CNX 63
100 µF 25 V
1,8 kΩ
15 V
BZY 88 C 15
680 µF 100 V
25 µF 100 V
44-75 V

Fig. 13.

problèmes de câblage et ferait appel à des composants plus onéreux, affectant ainsi le rapport qualité/prix du système.

Généralisation aux autres alimentations à découpage

Partons de la conclusion précédente en posant que la fréquence optimale d'un convertisseur DC/DC de 5 V-20 A en sortie et 60 V en entrée se situe entre 50 et 100 kHz.

Si le même système devait avoir une tension d'alimentation de 12 V, l'estimation des inductances de câblage serait à peu près inchangée mais le courant commuté par le transistor serait cinq fois plus important ainsi que les surtensions générées à ses bornes.

Du fait du passage de 60 V à 12 V, la surtension relative est, dans le second cas, vingt-cinq fois plus importante que dans le premier. La fréquence de fonctionnement la plus faible autorisée pour ce type de système (20 kHz pour rester dans le domaine inaudible) serait sans doute la plus appropriée pour permettre un bon compromis entre des temps de commutation plus longs et des pertes par commutation non prépondérantes dans le bilan global.

De même, si un tel système était dimensionné pour une tension d'entrée de 300 V, la surtension relative deviendrait 25 fois plus faible. On pourrait alors envisager une fréquence de fonctionnement vingt-cinq fois plus élevée mais la pratique nous dit que le retard à la croissance (et décroissance) du courant secondaire, lié à l'inductance de fuite du transformateur entre primaire et secondaire, limite la nécessité et l'utilité d'une trop grande fréquence de commutation au primaire.

De plus, les oscillations dues aux décharges des capacités introduites par le montage et les pertes par commutation dans les diodes de redressement et les circuits d'aide à la commutation poseraient de sérieux problèmes.

Une fréquence de fonctionnement de l'ordre de 100 kHz semble à nouveau optimale, en tenant compte de la réalisation des différents bobinages (transformateur-self), du prix des composants et du temps de réalisation.

Un facteur important reste la puissance transitée. Pour des puissances inférieures à 50 W, les conducteurs utilisés pour des éléments bobinés sont fins et les problèmes posés par les impédances H.F. restent négligeables, même au-delà de 100 kHz alors qu'ils fixent une limite à environ 25 kHz pour des puissances supérieures à 500 W.

Nous conclurons donc en disant que le dimensionnement d'un système (transformateur, filtre, surtensions, etc.) et sa réalisation sont compatibles avec des fréquences de commutation élevées pour les faibles puissances et faibles pour des puissances élevées.

Conclusions

Dans ce type d'application, les avantages du transistor MOS sur le bipolaire sont :

- Un fonctionnement « simple » ne faisant pas appel à des compromis de courant et commande de base, de temps de stockage et ne présentant pas de risque de second claquage.
- Une très faible énergie de commande permettant d'obtenir un bon rendement global.
- Une fréquence de commutation possible beaucoup plus élevée sans atteindre des pertes prohibitives au blocage ou à la mise en conduction.
- Une fréquence de commutation « ajustable », permettant de réduire les surtensions et émissions RF trop importantes en fonction des caractéristiques désirées. La **figure 13** donne un exemple de circuit convertisseur DC/DC 5 V-20 A dont l'étude a été fondée sur les critères précédemment exposés.

A. Papoular

Bibliographie

[1] « The application of Powermos transistors in switched-mode power supplies » by L.E. Jansson and D.J. Harper - *5th International PCI Conference* : sept. 1982.

[2] « Cost effective design for mains-input SMPS using Powermos » by L.E. Jansson and J.A. Houldsworth - *7th International PCI Conference* : sept. 1983.

[3] « Powermos users guide » by J.A. Houldsworth and R. Lowis *(Mullard)*.



Le Superkit II

En deux ans, des dizaines d'écoles (LEP, IUT, AFPA...) ont opté pour notre SUPERKIT. Les raisons ? les voici :

Un assembleur intégré vous permet désormais d'écrire vos programmes en symbolique (*) : ORG, RMB, EQU, FCC.....

Un µP. moderne, le 6809, avec lequel vous pouvez enseigner les nouvelles méthodes de programmation dynamique.

Les 6800, 8085, 6502 et Z80. Actionnez un dip-switch et hop! vous avez changé de langage µP.. D'autres µP. sont en cours d'étude (6805 par ex..) et vous avez ainsi la certitude d'avoir un matériel toujours d'actualité.

30 afficheurs ou visu. classique, au choix. Dans les deux cas vous avez continuellement sous les yeux les registres internes du µP. : A, B, X, Y... ou BC, DE, HL... et vous pouvez suivre votre programme pas à pas avec une grande facilité. Le CCR est décodé bit à bit. De plus, 6 touches vous font ressortir instantanément des zones de mémoires, de piles ou d'interfaces. Ainsi, l'étude d'une PUSH ne nécessite qu'une seule manip. (avec certains kits à 6 afficheurs, vous en avez jusqu'à 19, faites vous-même le calcul).

Interfaces : 2xPIA, 2xRS232C à 6850, une K7 et un 6840 partiellement utilisé. Les signaux de bus bufférisés sortent par un DIN 41612. Quant à nos cartes d'interfaces, nous vous proposons du sérieux : contrôleur floppy, CRTC 6845....

Le résultat, le voici : Si un kit à 6 afficheurs nécessite 100 manips. pour exécuter un programme donné, il ne vous en faut qu'entre 10 et 18 avec le SUPERKIT II. La pédagogie n'a pas été améliorée de 10 ou de 20%..... mais de **800%.**

(*) L'assembleur nécessite un terminal RS232C.
NOTE : DATA R.D. a déposé plusieurs brevets d'invention.
Marques déposées : Z80=Zilog, FLEX=TSC, Goupil=SMT, PDP11=Digital Equipments, OS9=Microware, PC-DOC=IBM/Microsoft, UNIX=Bell labs.

L'outil de développement

Grâce à nos cartes d'extension, vous pouvez transformer votre SUPERKIT II en outil de développement en quelques secondes, juste le temps de brancher les cartes. Cette innovation est très intéressante : vous faites les formations de premier niveau avec le kit, et vous continuez ensuite avec les langages évolués ("C" etc...) **avec le même matériel.**

Nous avons également un "kit" outil de développement avec programmateur de REPROM incorporé, la carte **MERCURE.**

Enfin, notre système **ULYSSE** (voir photo) est un outil de développement complet "clefs en mains". Vous choisissez votre terminal (ou PC) et nous l'adaptons gratuitement.

Dans tous les cas, nous réalisons votre rêve : un outil de développement performant à un prix (enfin) abordable.

LOGICIELS. Nous avons l'une des gammes les plus fournies du marché. Par exemple, nous vous proposons pas moins de **7** compilateurs **"C"** différents : du "Tiny C" à 980 Frs. HT. au plus puissant de tous, le "C" d'INTROL, disponible également sous FLEX (Goupil...), PC-DOS, OS9 et PDP11/UNIX .

Quant aux assembleurs, nous avons les 6809, 6800/1/2/3/4 6805/8/11, 6502/3, 8080/5, Z8, Z80, 1802/5, 8048, 8051 et 68000. Et pour les autres langages, nous avons des assembleurs structurés 6809, plusieurs PASCAL, des compilateurs BASIC industriels, le PL/9,le FORTH, des traitements de textes (pour vos rapports), des tableurs, des DBMS etc....

Demandez notre documentation sur le SUPERKIT II, le monocarte MERCURE et le système ULYSSE ainsi que sur nos logiciels, et notamment sur le langage "C".

DATA R.D.
Z.I. de l'ARMAILLER
Rue Gaspard Monge
tél : (75) 42-27-25
26500, BOURG-LES-VALENCE
(FRANCE)

SERVICE-LECTEURS N° 6

Où l'on reparle de savants qui « ne manquaient pas d'air » !



L'ozone par effluve

Applications thérapeutiques à la biologie marine

Bien que méconnu, l'ozone n'est pas un gaz rare ! Dans certaines conditions au moment des orages, ou bien encore au voisinage de circuits très haute tension et même lors d'une simple électrolyse de l'eau, l'on a remarqué que l'air environnant pouvait acquérir une odeur spéciale. Celle-ci, caractéristique, lui a valu son nom, « ο ξ ε ι ν » (sentir). Si, vers 1780, des savants comme Van Marum et Cavallo l'attribuaient à l'électricité elle-même, il a été démontré plus tard, notamment par les expériences de Frémy, Becquerel et Soret, qu'il s'agissait en fait d'une variété allotropique de l'oxygène contenant trois atomes dans la molécule, donc de poids moléculaire O_3 = 48. Il s'agit d'un gaz de couleur bleue et fortement odorant qui se forme dans l'air ou l'oxygène et que l'on peut préparer de diverses façons.

Obtention de l'ozone

A l'état naturel, l'ozone existe normalement dans l'air mais en infime quantité. En fonction de différents paramètres tant physiques que géographiques ou cosmographiques, les observations montrent que la concentration est fortement variable. L'ozone peut se former dans un grand nombre de conditions, en agitant le phosphore avec l'eau, par décomposition de l'eau oxygénée avec de l'acide sulfurique, par action de différents acides sur les peroxydes. En dehors des méthodes purement chimiques, l'on observe aussi la formation d'ozone par action de rayonnements ultraviolets ou de rayons cathodiques. L'odeur caractéristique est encore généralement perçue lors de l'emploi de lampes à vapeur de mercure ou de sources très hautes tensions, notamment au voisinage de machines électrostatiques en activité. Enfin, il peut y avoir production d'ozone par traitement aux ultrasons d'eau chargée d'oxygène dissous.

De tout ce qui précède, retenons que les deux méthodes les plus simples pour préparer l'ozone sont l'électrolyse et l'effluve.

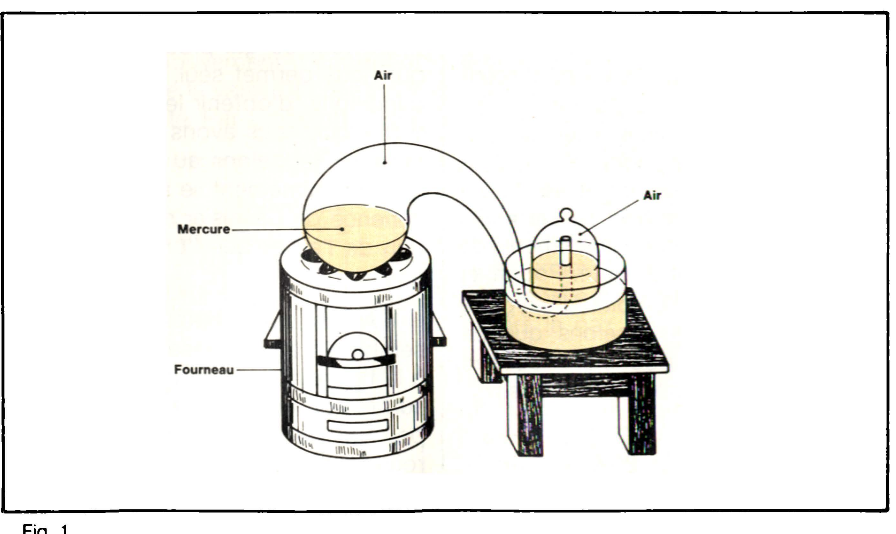


Fig. 1.

L'ozone par électrolyse

Il s'agit d'une méthode essentiellement chimique sur laquelle nous ne nous attarderons pas, celle-ci n'étant pas d'emploi aisé. En fait, il y a production d'oxygène ozonisé lors de l'électrolyse d'une solution aqueuse d'acide sulfurique étendu. Le dégagement s'opère à l'anode et l'on obtient de l'oxygène ozonisé à 17 % en poids en utilisant une densité de courant de 60 A/cm² avec un électrolyte à 133 g/l de SO_4H_2 à 0 °C. Il est à remarquer que plus la température est basse, meilleur est le rendemnt, ainsi celui-ci s'élève à 28 % en poids pour une température de – 14 °C.

Les meilleurs résultats de cette méthode sont obtenus en superposant au courant continu d'électrolyse, un courant alternatif sinusoïdal ou pseudo-sinusoïdal. Un rendement de 58 % en poids d'oxygène ozonisé est permis par électrolyse d'acide perchlorique à – 56 °C. Le rendement énergétique est alors de 24 g par kilowatt/heure, chiffre intéressant que l'on peut comparer aux 2 g d'ozone par kilowatt/heure obtenus quelques décennies auparavant lors de la charge à – 50 °C d'éléments d'accumulateurs au plomb jusqu'à une f.c.e.m. de 3 V.

L'ozone par effluve

La technique est relativement simple. Il suffit de faire passer de l'oxygène pur ou de l'air filtré très sec entre deux électrodes soumises à une très haute tension alternative pour obtenir un oxygène ozonisé ou un air ozonisé avec un rendement pouvant atteindre dans certains cas 99 %. (En opérant à la température de l'air liquide.)

Il faut utiliser une source haute tension de différence de potentiel suffisante avec une faible intensité. Le champ électrique régnant dans la chambre d'ionisation est puissant et il en résulte une ionisation de certaines molécules gazeuses, notamment de celles d'oxygène et d'azote. Pour fixer les esprits entre l'emploi d'oxygène pur ou d'air sec, rappelons que ce dernier étant dépoussiéré et sec contient en volume pour 100 litres :

- Azote : 78,03 l
- Oxygène : 20,99 l
- Argon : 0,93 l
- Gaz carbonique : 0,03 l
- Hydrogène : 0,01 l

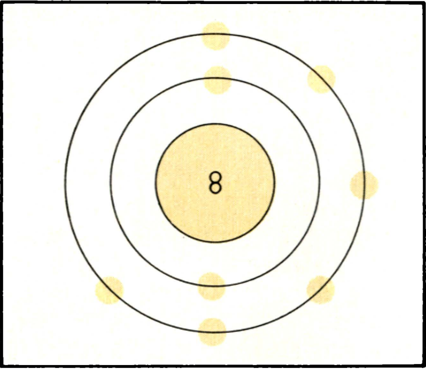


Fig. 2.

Ainsi que les gaz suivants en très petite quantité :

- Néon
- Hélium
- Krypton
- Xénon

(< 0,01 l)

Nous retiendrons donc de ces données, pour le cas qui nous intéresse les proportions approximatives suivantes :

- en volume : 78 % d'azote ; 21 % d'oxygène ; 1 % d'autres gaz
- en masse : 76 % d'azote ; 23 % d'oxygène ; 1 % d'autres gaz

Ce qui représente sensiblement 4 volumes d'azote pour 1 volume d'oxygène.

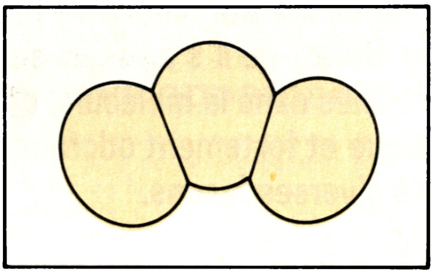
D'après ces valeurs, il est donc clair que le rendement du système en utilisant de l'air sec sera nettement inférieur au cas d'utilisation d'oxygène pur. Nous verrons cependant que, pour les applications envisagées en thérapie marine, la première solution, moyennant des circuits électriques performants, sera tout à fait satisfaisante.

De tout ce qui précède, l'oxygène pur nous permet seul, sous certaines conditions, d'obtenir le rendement de 99 % que nous avons mentionné par ailleurs. Rappelons au lecteur que ce gaz est intimement lié à la célèbre expérience de Lavoisier sur la composition de l'air et que l'on peut résumer ainsi :

« Après avoir établi un dispositif semblable à la représentation donnée à la **figure 1,** le savant observa que la surface du mercure se couvrait peu à peu de parcelles d'un corps solide rouge pendant que le volume total de l'air emprisonné diminuait. Lavoisier étudia alors séparément le gaz qui restait dans l'appareil ainsi que le solide rouge formé à l'issue de l'expérience. Il en résulta que le gaz restant était de l'azote atmosphérique et le solide rouge de l'oxyde de mercure, résultant de la combinaison de l'oxygène contenu dans l'air initial avec une partie du mercure chauffé.

Il en découlait donc la mise en évidence que l'air est essentiellement un mélange d'azote et d'oxygène. »

Cet oxygène, qui permet de préparer simplement l'ozone dans des descriptions que nous allons donner est un gaz incolore, inodore et très peu soluble dans l'eau. Par ailleurs, il ne peut être liquéfié qu'à très basse température. Sous la pression atmosphérique normale, sa température d'ébullition est de – 183 °C. C'est un corps simple gazeux polyatomique formé de molécules constituées par plusieurs atomes identiques liées entre eux. La représentation schématique d'un atome d'oxygène est donnée à la **figure 2.** Les électrons se répartissent sur les couches successives, représentées sur ce schéma par des circonférences. La molécule d'oxygène est dite diatomique ; celle de l'ozone par contre est triatomique, ce que nous voyons sur le schéma de la **figure 3.**


Fig. 3.

La molécule triatomique d'ozone est donc formée de trois atomes d'oxygène et c'est parce que les molécules d'ozone et les molécules d'oxygène, bien que formées d'atomes du même élément, ont des structures différentes que ces deux corps simples gazeux ont des propriétés tout à fait dissemblables.

Electrisation de l'air sec ou de l'oxygène pur

Comme on peut le voir à la **figure 4,** le gaz à électriser est enfermé dans une enceinte (C) en verre. Celle-ci possède en outre deux électrodes auxquelles on applique une différence de potentiel V. On peut faire varier le champ électrique E entre anode et ca-

thode par l'intermédiaire du potentiomètre P connecté aux bornes du générateur continu B. Le gaz n'étant pas de prime abord, soumis à une action ionisante extérieure, la concentration naturelle des ions g est très faible et le milliampèremètre ne décele pratiquement pas de courant.

On applique maintenant une différence de potentiel suffisamment élevée pour que les ions existant dans le gaz s'accélèrent dans le champ électrique intense et acquièrent une énergie suffisante pour ioniser les molécules neutres pendant les chocs. A ce moment, chaque ion donne naissance pendant un choc à deux ou plusieurs ions ; ceux-ci à leur tour sont accélérés dans le champ et disloquent les molécules neutres en ions. Ainsi, le nombre d'ions dans le gaz croît très rapidement et il devient conducteur.

On distingue deux espèces de chocs entre particules, notamment entre ions, électrons et molécules neutres. Pendant les premiers les particules ne subissent aucun changement interne et il y a seulement échange d'énergies cinétiques. Au cours des chocs de l'autre espèce, il y a modification de la structure des atomes et des molécules. L'énergie cinétique des particules qui s'entrechoquent se transforme en énergie potentielle. Ces électrons libérés de la cathode et captés par le champ électrique dans leur course vers l'anode provoquent l'ionisation du gaz et la conductivité de celui-ci. Ce flux d'ensemble d'électrons constitue une certaine partie du courant total traversant le gaz.

Pour calculer l'intensité du courant dans le gaz, on suppose qu'il y ait dans l'unité de volume du gaz n_+ ions positifs portant les charges q_+, et n_- ions négatifs avec les charges q_- ; les nombres n_+ et n_- peuvent être différents l'un de l'autre, mais l'on doit toujours avoir $n_+q_+ = n_- q_-$. Etant donné que le mouvement des charges positives dans un sens et celui des charges négatives dans l'autre sens représente un courant d'un seul et même sens, d'après la formule :

$$I = \frac{\Delta q}{\Delta t}$$

l'intensité du courant dans le gaz est :

$$I = q_+ n_+ v_+ S + q_- n_- v_- S$$

où v_+ et v_- représentent les vitesses d'ensemble des ions correspondants dans le gaz et S la surface de la section traversée par les ions. Cette surface peut évidemment varier pour différentes sections de l'enceinte.

Considérons maintenant la densité de courant :

$$i = \frac{I}{S}$$

$$i = q_+ n_+ v_+ + q_- n_- v_- \quad (1)$$

En désignant par n, comme précédemment, le nombre de particules chargées élémentaires dans l'unité de volume du conducteur, le mouvement des ions à travers le gaz se fait avec perte d'énergie pendant les chocs, celle-ci étant continuellement compensée par le travail du champ électrique lorsque le mouvement des ions est établi. A ce moment, on évalue la résistance éprouvée par les ions lors de leur mouvement dans le gaz en introduisant des forces de frottement F_+ et F_- proportionnelles aux vitesses des ions correspondants :

$$F_+ = k_+v_+$$

$$F_- = k_-v_-$$

k_+ et k_- représentant respectivement les coefficients de frottement des ions positifs et négatifs. Lorsque le mouvement des ions est permanent, ces forces de frottement doivent être équilibrées par les forces électrostatiques q_+E et q_-E et nous avons :

$$k_+v_+ = q_+E$$

$$v_+ = \frac{q_+}{k_+} E = v_+^o E \quad (2)$$

$$k_-v_- = q_-E$$

$$v_- = \frac{q_-}{k_-} E = v_-^o E$$

Les quantités :

$$v_+^o = \frac{q_+}{k_+} = \frac{v_+}{E}$$

$$v_-^o = \frac{q^-}{k_-} = \frac{v_-}{E}$$

sont appelées « mobilités des ions ». Elles sont numériquement égales aux vitesses du mouvement permanent des ions lorsque la valeur du champ E est égale à l'unité. Par substitution des termes de l'équation (2) dans l'équation (1) nous obtenons pour la densité du courant.

$$i = \left(\frac{q_+^2}{k_+} n_+ + \frac{q_-^2}{k_-} n_-\right) E$$

$$= (q_+ n_+ v_+^0 + q_- n_- v_-^0) E = \tau E$$

Par conséquent, le cœfficient de conductivité du gaz

$$\tau = q_+^2 \frac{n_+}{k_+} + q_-^2 \frac{n_-}{k_-}$$

$$= q_+ n_+ v_+^o + q_- n_- v_-^0 \quad (3)$$

dépend de la concentration des ions et de leurs mobilités.

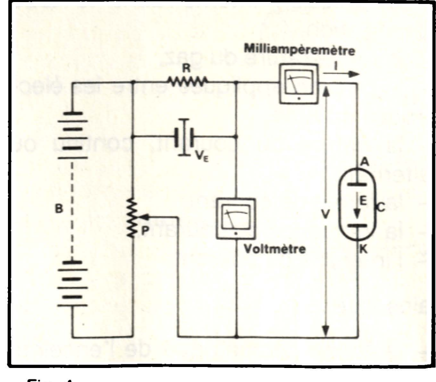


Fig. 4.

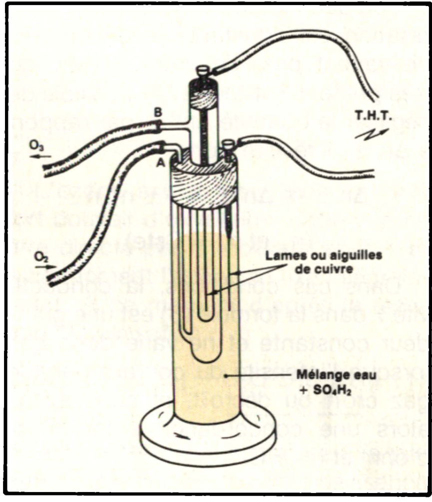


Fig. 5.

Lors du passage du courant électrique dans le gaz, des ions disparaissent par recombinaison quand il y a heurts accidentels d'ions de différentes parités et l'on a obtention de molécules neutres, ainsi que par neutralisation pendant leurs impacts sur les électrodes de charges contraires. La recombinaison est proportionnelle à la concentration des ions positifs et négatifs c'est-à-dire à $n_+ n_-$; le nombre d'ions de même parité disparaissant à chaque seconde dans l'unité de volume nous donne :

$$\Delta n'_+ = \nu_+ n_+ n_- \qquad \Delta n'_- = \nu_- n_+ n_-$$

où ν_+ et ν_- sont des coefficients dépendant du gaz, de la pression à l'intérieur de l'enceinte, de la température... quand à la neutralisation des ions sur les électrodes, elle est proportionnelle à l'intensité du courant I à travers le gaz. En supposant qu'il se neutralise par unité de temps ΔN'' ions positifs et négatifs et en posant ΔN'' # I, dans l'unité de volume du gaz nous avons :

$$\Delta n'' = \frac{\Delta N''}{V} \# \frac{I}{V}$$

avec V = volume du gaz.

En posant maintenant V = S ℓ où S représente la section et ℓ la longueur de la chambre d'ionisation, on a :

$$\frac{I}{V} = \frac{I}{S\ell} = \frac{i}{\ell}$$

avec i = densité du courant

A l'état d'équilibre, le nombre d'ions $\Delta n \pm$ formés dans l'unité de volume du gaz pendant l'unité de temps doit être compensé par la disparition d'ions de signes correspondants par recombinaison et neutralisation aux électrodes :

$$\Delta n \pm = \Delta n' \pm + \Delta n'' \pm$$

Lorsque l'intensité du courant d'ionisation est constante, ces nombres ne varient pas. En outre, si elle est très petite, il est tout à fait possible de négliger la quantité $\Delta n'' \pm$ par rapport à $\Delta n' \pm$. Il résulte alors :

$$\Delta n \pm \# \Delta n' \pm = \nu \pm n_+ n_-$$

$$(n_+ \text{ et } n_- = \text{Cste})$$

Dans ces conditions, la conductivité τ dans la formule (3) est une grandeur constante et ne varie donc pas lorsque l'intensité du courant dans le gaz croît ou décroît, et nous avons alors une concordance entre la loi d'ohm et i = τ E.

Nous déduisons de tout cela, pour le cas qui nous intéresse que lorsque le courant est relativement faible, il y a proportionnalité entre l'intensité du courant et la tension appliquée.

Par ailleurs, en additif des calculs précédents, il est possible de mesurer le courant passant dans le gaz en intercalant avec le tube contenant le gaz une résistance pure de valeur très élevée, plusieurs dizaines de mégohms, et de mesurer la différence de potentiel aux bornes de cette résistance R avec un voltmètre électronique V_E. La détermination de l'intensité dans le gaz se fait alors simplement par la loi d'ohm :

$$i = \frac{V}{R}$$

En utilisant une très forte différence de potentiel, les ions positifs sont fortement accélérés dans le champ électrique et, heurtant la cathode, lui arrachent des électrons. Il est essentiel qu'un « ion lourd » puisse arracher à la cathode plusieurs voire même un grand nombre d'électrons. En outre le champ électrique à la surface de cette électrode est si intense qu'il capte généralement tous les électrons et les propulse vers l'anode. Tous ces électrons en mouvement accéléré vers l'anode excitent des atomes de gaz et les ionisent.

Les atomes de gaz excités lors des chocs avec les électrons rayonnent de la lumière quand ils retournent à l'état normal. C'est ce qui explique la luminescence du gaz traversé par les décharges. En ce qui nous concerne, avec l'oxygène pur ou de l'air très sec, il résulte de cette technique une ionisation du gaz produisant un effluve de couleur violette très caractéristique qui entraîne la condensation de l'oxygène ainsi qu'une odeur âcre et pénétrante correspondant à l'ozone libéré. Le caractère de cette luminescence dépend principalement de la densité et de la pression du gaz ainsi que de la valeur de la d.d.p appliquée entre les électrodes du tube ionisateur. Par ailleurs, le spectre de luminescence dépend de la nature chimique du gaz parcouru par le courant.

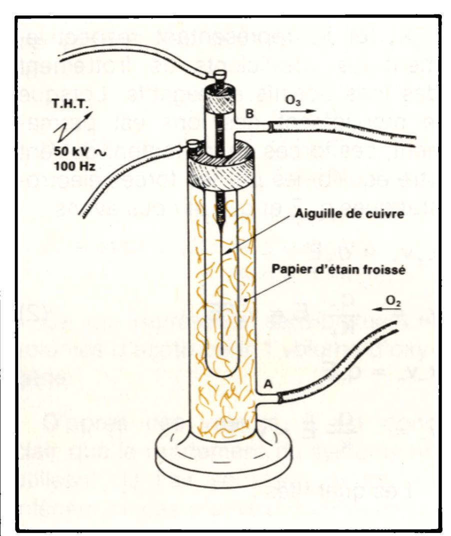


Fig. 6.

Pour en terminer avec l'électrisation du gaz, air ou oxygène, il convient de savoir que le caractère de la décharge est déterminé par les éléments suivants :

– la composition intrinsèque du gaz,
– la pression interne dans le tube d'ionisation,
– la température du gaz,
– la tension appliquée entre les électrodes du tube,
– la nature du courant, continu ou alternatif,
– la forme du courant,
– la fréquence du courant,
– l'intensité du courant,

ainsi que :

– la forme géométrique de l'enceinte d'ionisation,
– ses dimensions,
– la disposition relative, la forme et la substance des électrodes.

Eu égard à ces éléments, on distingue diverses espèces de décharges :

1° **Décharge obscure :** l'intensité du courant est très faible, il n'y a pas de luminescence et la décharge est silencieuse.

2° **Arc :** l'intensité du courant est très importante et la tension relativement faible, la luminescence est forte et la température trés élevée.

3° **Effet couronne, effluve :** l'intensité du courant est très faible dans le gaz sous la pression atmosphérique ; la tension est de l'ordre de plusieurs dizaines de milliers de volts et le champ non uniforme est excessivement intense. La conductivité est due principalement au mouvement des électrons et des ions arrachés des électrodes. Si la chambre d'ionisation possède des électrodes concentriques et que la très haute tension appliquée est alternative, on observe une luminescence entre l'électrode filamenteuse et celle annulaire. C'est principalement ce type de décharge qui sera utilisé dans les différents modéles d'ozoniseurs que nous allons étudier.

4° **Etincelles :** c'est la rupture électrique du gaz lorsqu'il se forme une avalanche fugitive d'ions. La tension entre les électrodes doit être suffisamment élevée pour obtenir l'ionisation du gaz par chocs.

L'ozonisation par effluve

Comme nous venons de le voir, la chambre d'ionisation utilisant ce procédé doit avoir des caractéristiques géométriques particulières. Par ailleurs, d'après la formulation :

$$\frac{I}{V} = \frac{I}{S\ell} = \frac{i}{\ell}$$

où i représente la densité de courant, V le volume du gaz, S et ℓ respectivement la section et la longueur de la chambre d'ionisation, celle-ci devra avoir une forme bien définie pour l'utilisation recherchée, ainsi que des électrodes particulières. L'ozoniseur encore appelé ozoneur de la **figure 5** est représentatif du modèle de Berthelot et est dit « humide ». Il s'agit essentiellement d'éprouvettes concentriques en verre dans lesquelles il suffit de verser, pour l'éprouvette extérieure et le vase central, de l'acide



sulfurique à 20 % et d'y plonger deux électrodes en cuivre. Celles-ci sont ensuite réunies à un générateur très haute tension de quelques 10 kV à 50 kV. L'oxygène arrive à la buse A et l'oxygène ozonisé sort par la buse B.

Comme nous l'avons déjà mentionné, un des facteurs influençant le rendement est la température qui doit être la plus basse possible afin d'empêcher la destruction de l'ozone grâce à un refroidissement poussé. En effet, ce gaz dérivé de l'oxygène est très instable et tend à reprendre facilement cette dernière forme, ce qui confirme sa vie très brève et par voie de conséquence son action passagère. Le rendement chimique diminue avec l'élévation du débit d'oxygène, mais *a contrario* le rendement énergétique augmente. Celui-ci est maximal vers 1,5 à 2 bars. Quant au rendement chimique, il présente un maximum à – 100° C sous 40 cm de mercure.

Un autre modèle d'ozoniseur est représenté à la **figure 6.** Celui-ci, dû au savant Otto est très simple et est de type « sec ». Deux récipients concentriques en verre sont séparés l'un de l'autre par une zone interstitielle de quelques millimètres. L'éprouvette intérieure reçoit une électrode filamenteuse en platine ou matériau inoxydable, le verre à pied extérieur étant, quant à lui, rempli de papier d'étain froissé. L'arrivée d'oxygène sec se fait par la buse basse A du tube extérieur et la sortie ozonisée par la buse haute B de l'éprouvette intérieure. Le générateur très haute tension doit pouvoir fournir une différence de potentiel d'environ 50 kV. Celle-ci, alternative, doit avoir une fréquence comprise entre 80 Hz et 100 Hz. Pour un tube extérieur de 0,7 mètre et une zone interstitielle de quelques 1 à 1,5 mm, le rendement chimique est de 50 mg/l pour un débit d'oxygène de 20 l/h. Un tel appareillage est largement suffisant pour les applications thérapeutiques en biologie marine et la stérilisation de petits volumes d'eau douce.

Moyennant une production moindre mais suffisante pour les cas précités, l'arrivée d'oxygène sera remplacée par de l'air sec et filtré ; eu égard à l'azote de l'air nous allons avoir les réactions suivantes :

$$2\,NO_2 + O_3 \rightarrow N_2O_5 + O$$
$$N_2O_5 \rightarrow NO_2 + NO + O_2$$

L'azote fournit donc les oxydes NO, NO_2 et N_2O_5 qui, réagissant selon la formulation ci-dessus, vont tendre à diminuer le taux d'ozone.

A titre d'exemple et de manière empirique, il faut savoir que pour une consommation électrique de 1 kW et une fréquence de 50 Hz, la production d'air ozonisé est de l'ordre de 50 g/h. Ainsi en déduisons-nous que l'énergie électrique consommée pour cette transformation est de 20 à 30 W par gramme d'ozone produit.

En tout état de cause, il faut compter approximativement 0,5 g à 2 g d'ozone par mètre cube d'eau à traiter pour obtenir une stérilisation satisfaisante ; encore faut-il tenir compte de la richesse de cette eau en matière organique ainsi que de la température de cette dernière. En effet, la stabilité de l'ozone dans l'eau varie selon la température et le gaz a tendance à se décomposer, plus la température croît.

Enfin, pour terminer le chapitre sur la production d'ozone par effluve, nous donnons à la **figure 7** un éclaté représentant une chambre d'ionisation identique à celle équipant les petits ozoniseurs du commerce pour des besoins thérapeutiques localisés. Par ailleurs, le principe d'un tel matériel étant bien compris, sa réalisation pour de faibles puissances n'offre pas de difficultés particulières.

Caractéristiques de l'ozone

Propriétés chimiques : L'ozone préparé par la méthode à l'effluve possède une vitesse de décomposition plus élevée que par la méthode électrolytique et ce d'autant plus que la température est plus grande. Composé endothermique, la chaleur Q de formation est estimée à 34,22 kilocalories et produit la réaction :

$$3\,O_2 \leftrightarrows 2\,O_3 + Q$$

A cette température, l'ozone a une grande tendance à se décomposer pour redonner de l'oxygène avec lequel il reste en équilibre. A froid, la décomposition est notablement plus lente et la vitesse dépend essentiellement de la nature des catalyseurs en présence.

En solution saline, ce qui sera le cas lors de l'utilisation en biologie marine à des fins de stérilisation, de nombreux tests et mesures ont démontré l'influence du PH ; les ions CO^{2+} et OH^- activent la décomposition.

L'ozone est un gaz ayant un très fort pouvoir d'oxydation. Celle-ci peut être directe par la molécule entière et à ce moment l'ozone se fixe intégralement. A ce moment d'après la réaction d'ozonisation :

$$CH_2 = CH_2 + O_3 \rightarrow \underbrace{H_2C\text{-}O\text{-}O\text{-}CH_2}_{O} \quad (1)$$

où une molécule d'ozone se fixe par une double liaison et donne naissance aux ozonides. Par ailleurs, et en présence d'eau, la molécule formée se sépare en deux autres molécules de cétones et d'eau oxygénée et, pour l'exemple ci-dessus, nous avons :

$$\underbrace{H_2C\text{-}O\text{-}O\text{-}CH_2}_{O} + H_2O \rightarrow H_2O_2 + 2H\text{-}CHO$$

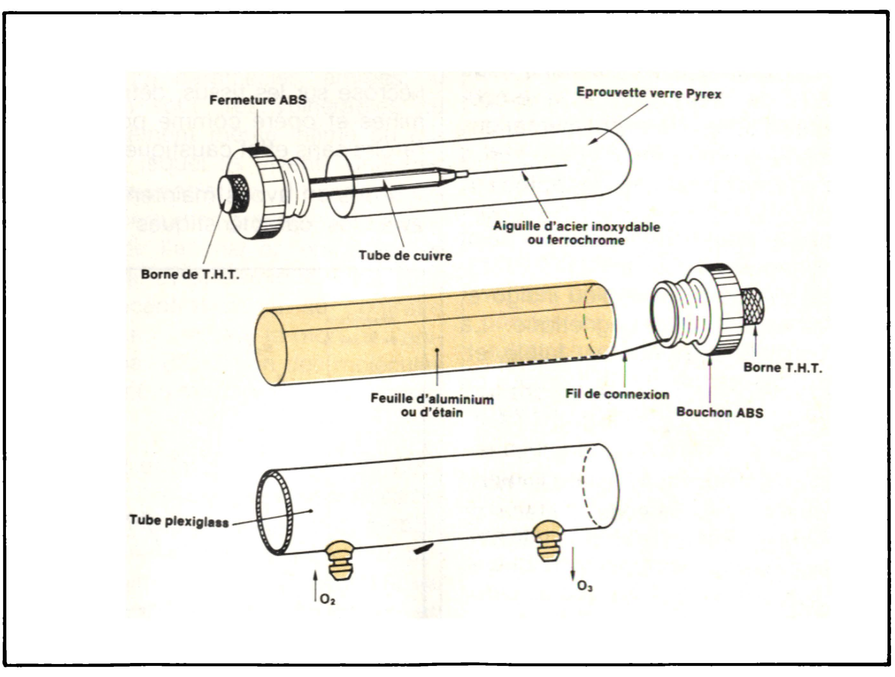


Fig. 7.



Cette transformation est alors appelée ozonolyse et il y a formation de deux molécules de formaldéhyde.

D'après l'exemple (1) il est clair que l'ozone va attaquer matières grasses et fibres textiles et il faudra proscrire toute utilisation de caoutchouc naturel dans les appareils à ozone.

L'oxydation peut encore être directe, mais cette fois-ci par perte d'un atome d'oxygène et il peut y avoir un nombre élevé de réactions d'oxydation avec dégagement à chaque fois d'une molécule d'O_2. Citons les réactions avec le chlore fournissant l'oxyde Cl_2O_6, avec l'iode donnant un iodate d'iode I_4O_9 et plus spécialement l'eau oxygénée avec la réaction en solution neutre :

$$2\,KI + O_3 + H_2O \rightarrow I_2 + 2\,KOH + O_2\uparrow$$

Enfin, l'oxydation peut avoir encore lieu par effet catalytique et l'ozone favorise l'action de l'oxygène accompagnateur.

Propriétés physiques : Comme nous l'avons déjà mentionné, l'ozone gazeux est de couleur bleutée. La densité de vapeur est comprise entre 46,5 à 48,7 pour le poids moléculaire, la chaleur moléculaire moyenne sous P = Cste étant de 10,94 calories/mole et ceci entre 300 et 476° Kelvin. L'ozone se dissout dans de nombreux liquides et acides. Il se décompose très rapidement en milieu alcalin et au contraire à tendance à se stabiliser en milieu acide. Il se dissout très facilement dans l'azote liquide et est absorbé par un gel de silice. Retenons encore pour le domaine qui nous intéresse que la solubilité dans l'eau suit la loi de Henry. Suivant la température et d'après les expérimentations de Brines et Perrotet en 1939 l'on a les résultats donnés dans le **tableau 1.**

Tableau 1.

t °C	0	10	20	30	40	50
c	0,526	0,408	0,321	0,258	0,210	0,172

L'ozone peut être liquéfié, le point d'ébullition étant fixé à – 112,5°. Liquide il est de couleur bleu indigo et est faiblement paramagnétique. La conductibilité électrique est faible, et, à une température de 18°C, pour un PH nul, le potentiel normal d'oxydo-réduction est de 1,9 V.

Enfin, à l'état solide, nous nous trouvons en présence de cristaux de teinte indigo qui fondent à – 192,5 °C et possèdent à – 195,24° une densité de 1,738.

Propriétés analytiques : Retenu à basse température par du silicagel, il se dissout dans le sulfure et le tétrachlorure de carbone, l'acide acétique, l'azote liquide, pour les principaux, et est absorbé par les essences de térébenthine et de cannelle. C'est en 1865 que Soret put absorber l'ozone seul dans ce dernier liquide et ainsi démontrer qu'il s'agissait bien d'une variété allotropique d'oxygène de deux fois et demi sa densité.

L'ozone corrode bon nombre de métaux et un fil d'argent préalablement décapé se recouvre en présence d'O_3 d'une couche noire de peroxyde et se charge négativement. Avec cette réaction il est tout à fait possible de déceler 0,01 % d'ozone. D'autres métaux, comme le mercure, ternissent, ainsi que les sels ferreux ; à son contact, le platine se charge négativement, mais par contre le ferrochrome à 25 % n'est pas touché.

Propriétés physiologiques : L'odeur d'ozone est très caractéristique et une concentration de 1 cm^3 de gaz par m^3 est décelable. A cette concentration il est devenu toxique pour le corps humain ainsi que pour les micro-organismes environnants. Rappelons que si c'est un puissant désinfectant détruisant la plupart des micro-organismes pathogènes, il est très dangereux à respirer, et la dose mortelle pour l'homme, – soit $1/8 \,.\, 10^{-6}$ –, se confond avec le seuil de détection. A ce moment, il agit par nécrose sur les tissus, détruit les vitamines et opère comme poison respiratoire sans effet caustique.

Nous en avons maintenant terminé avec les caractéristiques de l'ozone mais avant de passer à son action thérapeutique dans un milieu bien particulier qu'est la biologie marine, nous donnons à la **figure 8** les courbes spectrales d'absorption de l'ozone et de certains oxydes de l'azote. En se reportant à ces courbes d'absorption et en l'absence d'anhydride azotique N_2O_5, il est tout à fait possible d'utiliser la bande I.R. de 4 740 μm pour effectuer un dosage spectrographique.

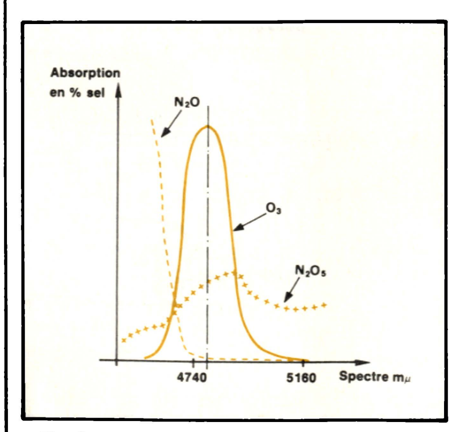


Fig. 8.

Applications générales

L'ozone est un puissant désinfectant et un microbicide. Il sert à la purification de l'air par ionisation, cette concentration d'ions négatifs dans l'air ambiant étant ressentie comme stimulante et rafraîchissante. Il sert encore à assainir l'eau des piscines et à stériliser les eaux alimentaires. Enfin nous pouvons citer quelques applications particulières comme la conservation de fruits et légumes, le vieillissement des vins et eaux de vie ainsi que le traitement de certains végétaux contre les maladies cryptogamiques.

Applications thérapeutiques en biologie marine

L'utilisation de l'ozone en biologie marine est à rapprocher de la stérilisation des eaux dites alimentaires. En fait le gaz, de par son action destructrice de la microfaune et microflore pathogène est à utiliser comme stérilisant alors que, par son pouvoir oxydant il va servir principalement à dégrader les matières organiques et simultanément à produire de l'oxygène dans la phase terminale de son action. Comme tous les stérilisants, il est à utiliser en tant que thérapie temporaire, afin de juguler, le plus rapidement possible et autant que faire se peut, des épidémies ou des pollutions organiques subites. Dans les deux cas précités de stérilisant et d'oxydant il est particulièrement efficace à partir du moment où son dosage est bien

contrôlé, et il s'agit d'ailleurs là du principal problème de ce mode d'épuration.

Compte tenu de la richesse d'une eau en matières organiques, il faut compter environ 0,5 à 2 g d'ozone par m^3 d'eau à traiter. Par ailleurs nous renvoyons le lecteur au **tableau 1** de solubilité donné en fonction de la température de l'eau. Tout ce qui vient d'être mentionné concernant les altérations de l'eau alimentaire est valable pour ce qui concerne les bacs marins en biologie marine, surtout tropicale et, à l'inverse de ce qui se passe en eau océanique libre qui est le résultat de l'activité des bactéries. Par l'utilisation d'ozone et la libération dans l'eau de l'atome surnuméraire, celui-ci ne tarde pas à oxyder les substances organiques et les transforme en ammoniac sans intervention des bactéries. Mais tout n'est pas si simple et si l'ozone permet de se passer de la décomposition bactérienne et par là même d'éviter ses aléas et ses risques, il n'en reste pas moins qu'un excès est nocif et que les bactéries restent nécessaires puisque l'ozone est incapable de transformer l'ammoniac en nitrites. Nous donnons à la **figure 9** un tableau représentatif de la décomposition bactérienne des matières organiques azotées en milieu anaérobie.

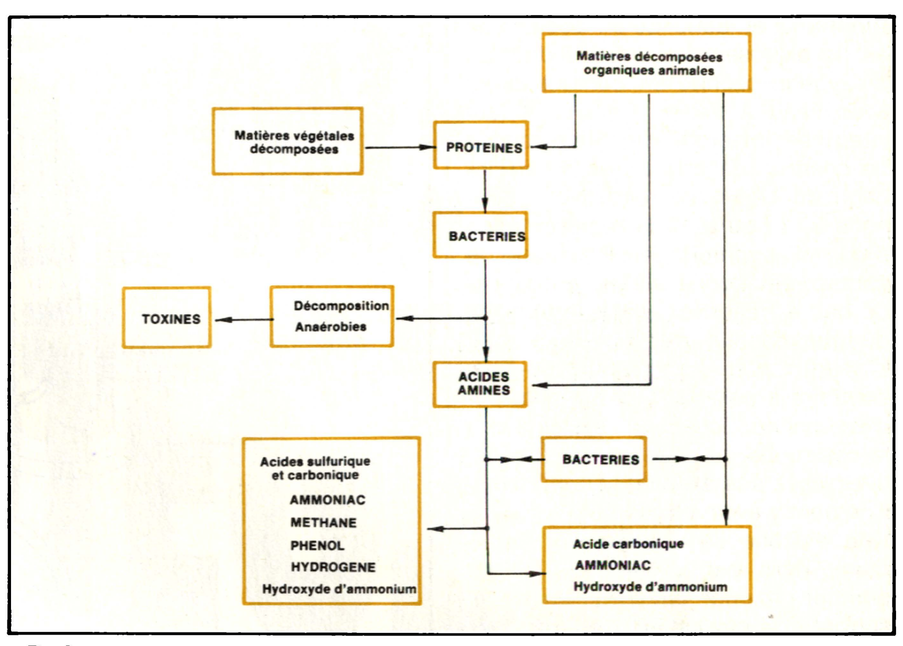


Fig. 9

Un tel organigramme fait apparaître clairement le spectre de l'empoisonnement par l'ammoniac, à partir du moment où la quantité de gaz dissous dans l'eau est excédentaire ; en revanche, l'ozone effectue la transformation des nitrates en nitrites dont la concentration pourra être limitée par un renouvellement partiel de l'eau.

En fait, par un dosage adéquat, l'action curative en biologie marine est principalement due à la dégradation pure et simple des matières organiques eu égard au pouvoir hautement oxydant de l'ozone. Par dissolution dans l'eau à traiter, celui-ci libère l'oxygène actif qui va produire sur les matières organiques une destruction caustique des cellules ainsi que des molécules de protides, lipides et glucides dont sont principalement constituées les matières organiques mortes ou vivantes. Dès lors, ces matériaux dégradés en molécules fondamentales vont se recycler pour donner naissance à de nouvelles synthèses, condition indispensable au cycle de la vie.

Le principal problème réside donc dans le dosage précis en fonction du résultat escompté. En fait, un parallèle constant doit être fait entre la fragilité de l'édifice moléculaire à traiter et la puissance de traitement du produit considéré ; il y a alors soit destruction complète pure et simple, soit plus simplement catabolisme de la matière organique.

Dans ce contexte, il est donc nécessaire d'analyser les antagonistes en présence. D'une part il s'agit d'organismes dont la structure est des plus rudimentaires. Unicellulaires avec membrane et noyau, ce sont pour la plupart des micro-organismes saprophytes ou pathogènes dont les ciliés, flagellés, infusoires et autres rhizopodes appartiennent aux protozoaires. Naturellement, tous ces animalcules, qu'ils soient paramécies, amibes ou radiolaires sont très vulnérables au bouleversement même infime du milieu dans lequel ils vivent. Une très faible concentration d'ozone dans l'eau va perturber gravement le métabolisme de l'animal en entamant sa membrane cytoplasmique. Une plus forte concentration va au contraire entraîner rapidement la mort de l'animalcule par démolition des molécules composant la structure de son unique cellule.

Il s'agit donc d'autre part, de pouvoir doser le plus exactement possible la puissance d'oxydation afin d'obtenir le résultat escompté sans pour autant détruire toute autre trace de vie bénéfique. Il ne faut pas oublier, en effet, que l'ozone, comme tous les oxydants, va agir aveuglément et sans aucun discernement sur tous les organismes en contact. Il convient donc d'agir avec précaution et de considérer les éléments suivants :

– **La concentration,** qui est due principalement au taux d'ozone contenu dans l'air ou l'oxygène ozonisé. Nous avons étudié précédemment les divers aspects de ce problème et invitons le lecteur à s'y reporter. Ce qui est sûr, c'est que cette concentration va jouer un rôle relativement important eu égard à la puissance d'oxydation des matières organiques.

– **Le débit du gaz,** qui est fonction de caractéristiques particulières, d'éléments extérieurs au système, compresseur, tuyauteries, buses, etc. Le débit peut être variable mécaniquement ou électroniquement.

– **La pression,** variable selon des critères identiques au débit avec en plus des matériels tendant à la modifier volontairement ou involontairement. Citons entre autres pour les premiers les détendeurs à pointeau ou autres vannes pressostatiques et pour les secondes les filtres de toutes sortes et autres chambres de détente.

– **La durée,** réglable ou non, qui permet d'optimiser dans de bonnes conditions le fonctionnement du système tout en garantissant les caractéristiques maximales des points précédents. Il est facile de comprendre que, plus cette durée sera courte, moins la puissance d'oxydation sera importante.

– **Le lieu d'inoculation du gaz,** étant bien entendu que l'action thérapeuti-

que ne doit pas céder la place au syndrome et donc qu'en aucun cas on ne disposera les arrivées d'air ou d'oxygène ozonisé en contact direct avec l'eau à traiter. De plus il faut interposer impérativement une couche de charbon de bois activé au voisinnage du circuit de rejet. Nous donnons à la **figure 10** la représentation d'un tel appareillage. Pour que le contact eau-ozone ait lieu en dehors du bac à traiter, on utilise le principe du tube réacteur avec contre-courant. L'eau à traiter a un courant de sens contraire à celui émis par le diffuseur d'air ozonisé. Grâce à ce système et à la cartouche de charbon de bois activé placée à la base du tube réacteur, il ne peut y avoir introduction accidentelle d'ozone dans le bac de traitement, mais par ailleurs, du fait du contact prolongé entre eau et ozone, surtout si le gaz est émis en très fines bulles grâce à un diffuseur à très grande porosité, le traitement qualitatif est des meilleurs.

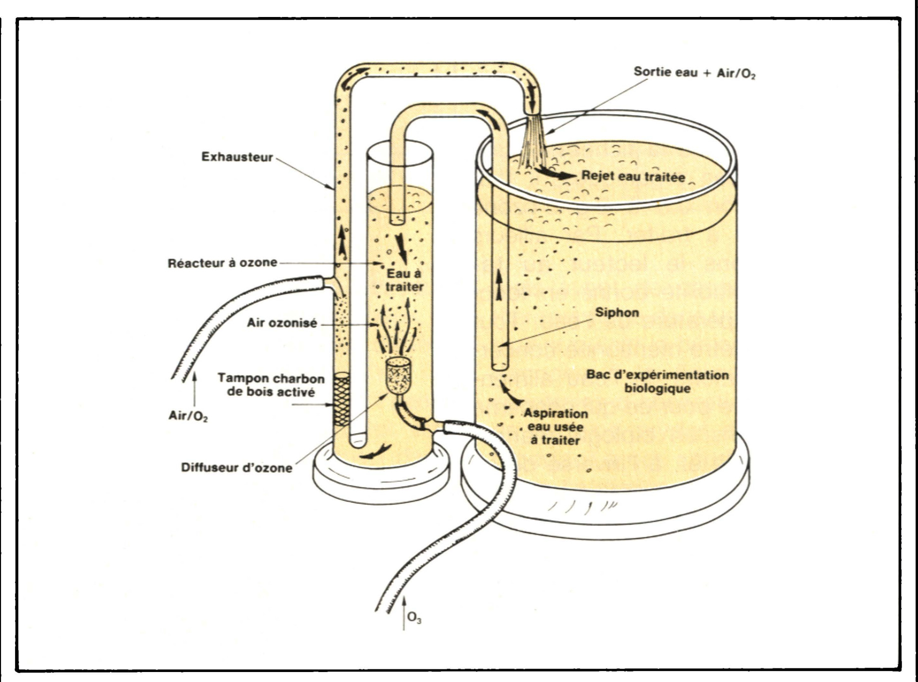


Fig. 10.

Dans le même style et pour une efficacité accrue, il peut être judicieux d'utiliser une colonne de traitement. Le principe est équivalent au modèle précédent mais l'efficacité très supérieure sera surtout due à la hauteur de la colonne, à la finesse des bulles de gaz ainsi bien évidemment qu'à la richesse du gaz. Ces divers impératifs concourant à accroître le temps d'échange et l'augmentation de la surface de contact, c'est-à-dire le pouvoir d'oxydation.

A cet effet, et compte tenu du temps de décomposition de l'ozone, qui nous l'avons dit est très bref, il faut approximativement 4 à 5 mn pour traiter un bac d' 1 m^3 et ceci avec 0,3 à 0,4 g d'ozone.

Appareils du commerce spécialisé

Comme nous l'avons vu, la production d'ozone est d'environ 50 g/h pour une consommation de 1 000 W à la fréquence de 50 Hz.

Pour la stérilisation d'eau alimentaire de consommation, plusieurs batteries de tubes ozoniseurs sont généralement disposées en série ; à ce moment, la production d'ozone peut avoisiner les 200 g/h. Par ailleurs et notamment sur les gros navires, en sortie bouilleur et après déminéralisation et traitement, elles sont utilisées indépendamment ou conjointement des séries des tubes ultraviolets à action germicide.

En ce qui concerne les matériels de moindre importance pour les applications thérapeutiques signalées, plusieurs modèles sont proposés dans le commerce spécialisé. La production d'air ozonisé à 10 % s'échelonne de 10 mg/h à 800 mg/h selon les modèles et ils sont tous basés sur les principes que nous avons décrits. Si ces chiffres paraissent faibles eu égard au précédent rappelons qu'il suffit d'environ 0,5 g à 2 g d'ozone par m^3 d'eau non chargée à traiter pour obtenir rapidement une stérilisation satisfaisante.

Conclusion

Bien que l'ozone soit un produit dangereux à manipuler et l'ozonisation une technique difficile à maîtriser, il n'en reste pas moins des avantages certains d'emploi en vue d'empêcher bon nombre de perturbations de nature organique et chimique, tout en maintenant un potentiel d'oxydo-réduction élevé.

Jean-Pierre Lemoine
ingénieur électronicien
officier au Long Cours

Note : Afin de concrétiser cette étude sur l'ozone et ses applications, nous publierons dans notre prochain numéro la réalisation complète d'un ozoniseur électronique.

Bibliographie

– **L'Oxygène,** par Clément Duval, Presses universitaires de France.

– **Stérilisation de l'eau, l'ozone,** par Jacques Teton, revues Aquarama, n°s 44 à 48.

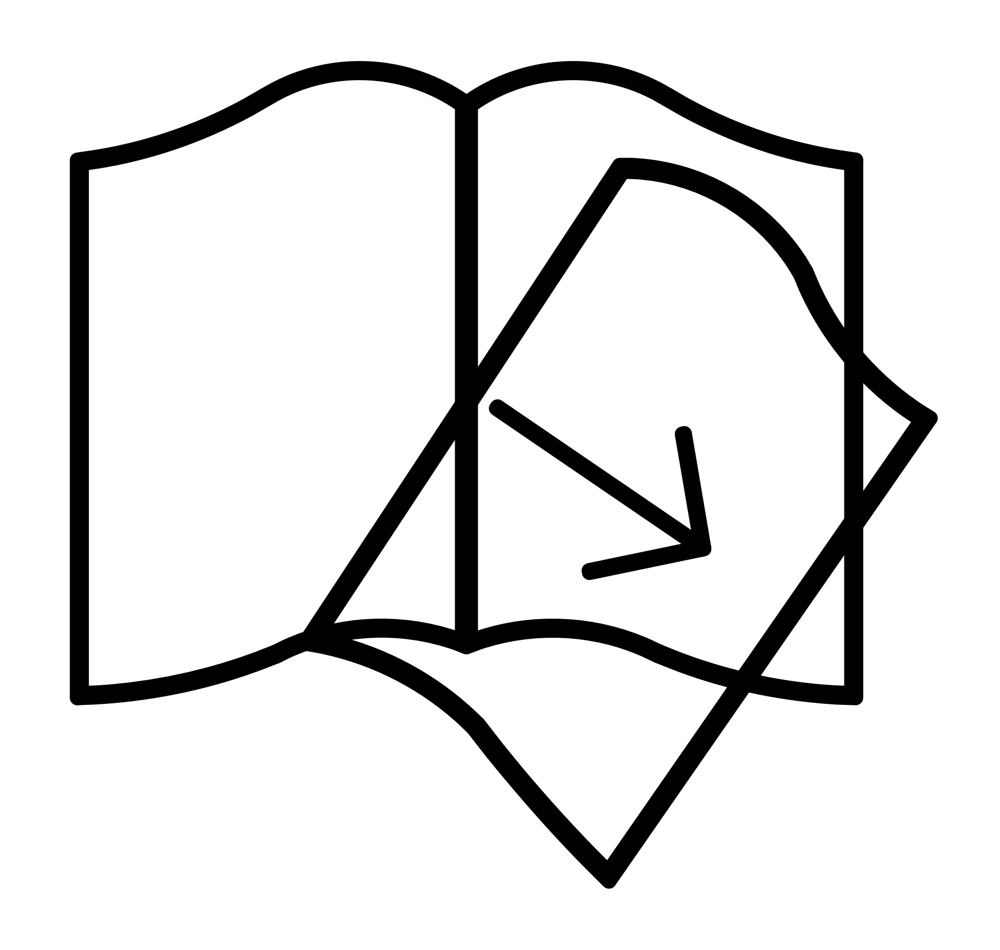
– **Cours de physique générale,** par R.G. Guévorkian et V.-V. Chépel, Editions « Ecole supérieure ».

– **L'aquarium marin tropical,** par Frank de Graaf.

LES MOTS CROISES D'ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Solution de la page *60*

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	G	A	L	V	A	N	O	M	E	T	R	E
2	E	G	E	R	I	E	■	A	V	R	I	L
3	N	O	Y	A	■	V	A	R	O	I	S	■
4	E	N	D	I	M	A	N	C	H	E	■	Y
5	R	I	E	■	O	D	E	■	E	U	D	E
6	A	S	■	R	U	A	■	D	■	S	O	N
7	T	A	P	I	S	■	F	O	R	E	R	■
8	E	N	A	N	T	H	E	M	E	■	M	I
9	U	T	■	G	A	U	L	E	I	T	E	R
10	R	■	N	■	C	R	I	■	N	O	U	A
11	S	O	U	C	H	O	N	G	■	U	R	I
12	■	R	E	C	E	N	S	E	U	R	■	T



PAGES MANQUANTES